

Ю.С. Забродин

ПРОМЫШЛЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Введение	5
Глава первая. Полупроводниковые приборы	7
§ 1.1. Электропроводность полупроводников. Беспримесные и примесные полупроводники	7
§ 1.2. Полупроводниковые диоды	20
§ 1.3. Биполярные транзисторы	42
§ 1.4. Униполярные (полевые) транзисторы	64
§ 1.5. Тиристоры	73
§ 1.6. Компоненты микроэлектроники	83
Глава вторая. Усилители	87
§ 2.1. Общие сведения	87
§ 2.2. Усилительные каскады на биполярных транзисторах	89
§ 2.3. Усилительные каскады на полевых транзисторах	104
§ 2.4. Многокаскадные усилители с конденсаторной связью	112
§ 2.5. Каскады усиления мощности	121
§ 2.6. Усилители с обратной связью	131
§ 2.7. Усилители постоянного тока	137
§ 2.8. Операционные усилители	150
§ 2.9. Широкополосные и линейные импульсные усилители	160
§ 2.10. Избирательные усилители	163
§ 2.11. Генераторы синусоидальных колебаний	168
Глава третья. Импульсная и цифровая техника	176
§ 3.1. Общие сведения	176
§ 3.2. Ключевой режим работы биполярных транзисторов	178
§ 3.3. Импульсный режим работы операционных усилителей. Компараторы. Триггер Шмитта	184
§ 3.4. Мультивибраторы	187
§ 3.5. Одновибраторы	192
§ 3.6. Генераторы линейно изменяющегося напряжения	194
§ 3.7. Блокинг-генераторы	199
§ 3.8. Двухтактный блокинг-генератор	205
§ 3.9. Основы алгебры логики	207
§ 3.10. Логические элементы на диодах и биполярных транзисторах	217
§ 3.11. Логические элементы на полевых транзисторах	226
§ 3.12. Триггеры	231
§ 3.13. Счетчики импульсов	239
§ 3.14. Регистры	247
§ 3.15. Комбинационные схемы. Дешифраторы	254
§ 3.16. Большие интегральные схемы	256
§ 3.17. Микропроцессоры	257
Глава четвертая. Индикаторные приборы и их применение	263
§ 4.1. Общие сведения	263
§ 4.2. Вакуумно-люминесцентные индикаторы	264
§ 4.3. Газоразрядные элементы индикации	270
§ 4.4. Полупроводниковые элементы индикации	277
§ 4.5. Жидкокристаллические элементы индикации	281
Глава пятая. Маломощные выпрямители однофазного тока	287
§ 5.1. Общие сведения	287
§ 5.2. Схема однофазного двухполупериодного выпрямителя с нулевым выводом	290
§ 5.3. Схема однофазного мостового выпрямителя	300

§ 5.4. Внешние характеристики маломощного выпрямителя однофазного тока	303
§ 5.5. Параметрические стабилизаторы напряжения	306
§ 5.6. Компенсационные стабилизаторы постоянного напряжения	308
Глава шестая. Ведомые сетью преобразователи средней и большой мощности	315
§ 6.1. Общие сведения	315
§ 6.2. Управляемые выпрямители однофазного тока	317
§ 6.3. Коммутация тока, внешние характеристики однофазных выпрямителей средней и большой мощности	326
§ 6.4. Неуправляемые выпрямители трехфазного тока	331
§ 6.5. Мостовой управляемый выпрямитель трехфазного тока	340
§ 6.6. Высшие гармонические в кривой выпрямленного напряжения и первичного тока выпрямителей	345
§ 6.7. Коэффициент мощности и к. п. д. выпрямителей	350
§ 6.8. Инверторы, ведомые сетью	353
§ 6.9. Тиристорные преобразователи для электропривода постоянного тока	365
§ 6.10. Непосредственные преобразователи частоты	373
§ 6.11. Принципы построения и основные узлы систем управления тиристорными преобразователями, ведомыми сетью	379
§ 6.12. Преобразователи переменного напряжения	392
Глава седьмая. Импульсные преобразователи постоянного напряжения.	405
§ 7.1. Принципы построения импульсных преобразователей постоянного напряжения	405
§ 7.2. Узлы принудительной конденсаторной коммутации тиристоров	410
§ 7.3. ИППН с параллельной коммутацией и коммутирующим контуром, подключаемым на этапе коммутации параллельно силовому тиристорному	420
§ 7.4. ИППН с параллельной коммутацией и коммутирующим контуром, подключаемым на этапе коммутации параллельно нагрузке	425
§ 7.5. ИППН с параллельной коммутацией и коммутирующим дросселем в цепи обратного диода	427
§ 7.6. ИППН с последовательной коммутацией	430
§ 7.7. Двухтактные ИППН	434
§ 7.8. Реверсивные ИППН	435
Глава восьмая. Автономные инверторы	438
§ 8.1. Автономные инверторы и их классификация	438
§ 8.2. Способы формирования и регулирования выходного напряжения однофазных АИН	440
§ 8.3. Способы формирования и регулирования выходного напряжения трехфазных АИН	447
§ 8.4. Учет коммутационных процессов в АИН	452
§ 8.5. Автономный параллельный инвертор тока	457
§ 8.6. АИТ с обратным выпрямителем	467
§ 8.7. АИТ с индуктивно-тиристорным компенсатором	472
§ 8.8. Последовательный резонансный инвертор без обратных диодов	475
§ 8.9. АИР с обратными диодами	482
§ 8.10. АИР с удвоением частоты	484
Список литературы	486
Предметный указатель	489

ББК 32.85
З 12
УДК 621.38 (075.8)

Рецензенты:

кафедры «Электронные и магнитные цепи»,
а также «Диэлектрики и полупроводники»
Ленинградского электротехнического института
(зав. кафедрами — проф. В. И. Анисимов и проф. В. В. Пасынков);
кафедра «Промышленная электроника» Киевского
политехнического института (зав. кафедрой — проф. В. С. Руденко)

Забродин Ю. С.

312 Промышленная электроника: Учебник для вузов. — М.:
Высш. школа, 1982. — 496 с., ил.
В пер.: 1р. 50к.

В книге рассматриваются принцип действия полупроводниковых приборов, транзисторных усилителей и интегральных схем импульсной и цифровой техники; выпрямители, инверторы, преобразователи частоты и т. д.

Предназначается для студентов энергетических и электромеханических специальностей.

3 $\frac{2403000000-350}{001(01)-82}$ 96—82

6Ф0.3
ББК 32.85

Юрий Сергеевич Забродин

ПРОМЫШЛЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Научный редактор В. А. Лабунцов. Редактор издательства Т. И. Артемова.
Художественный редактор Т. М. Скворцова. Технический редактор
Э. М. Чижевский. Корректор Г. И. Кострикова.

ИБ № 2963

Изд. № ЭР-277. Сдано в набор 24.09.81. Подп. к печати 31.05.82. Т-06777. Формат 60×90/16. Бум. тип. № 1. Гарнитура литературная. Печать высокая. Объем 31 усл. п. л. Усл. кр.-отт. 31. Уч.-изд. л. 33,25. Тираж 75 000 экз. Зак. № 648. Цена 1 р. 50 к.
Издательство «Высшая школа». Москва, К-51, Неглинная ул., д. 29/14.

Ярославский полиграфкомбинат Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательства, полиграфии и книжной торговли. 150014, Ярославль, ул. Свободы, 97.

Ю.С. Забродин

ПРОМЫШЛЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Допущено
Министерством высшего и среднего
специального образования СССР
в качестве учебника для студентов
энергетических и электромеханических
специальностей вузов



МОСКВА «ВЫСШАЯ ШКОЛА» 1982

НИИЭТ

Библиотека

Омск го заочн го ф-та

— 12902 —

ПРЕДИСЛОВИЕ

«Промышленная электроника» относится к числу наиболее важных курсов для подготовки современных инженеров — электриков, электромехаников, электроэнергетиков и инженеров других электротехнических специальностей. В этом курсе, стоящем в учебных планах указанных специальностей почти сразу за курсом «Теоретические основы электротехники», будущие специалисты изучают: основные типы приборов и схем, используемых в электронике; принцип действия и особенности линейных, импульсных и цифровых устройств для обработки сигналов в электронных системах управления и отображения информации; принцип действия и особенности выпрямителей, инверторов и других преобразователей электрической энергии, применяемых в электроприводе, электрической тяге, электротехнологии, электроэнергетике и т. д. Даже из этого краткого общего перечня видно, что промышленная электроника является базой дальнейшего прогресса, в частности основой автоматизации многих областей промышленности, транспорта и энергетики.

В то же время для большинства перечисленных специальностей промышленную электронику можно отнести скорее к общеинженерным, чем к специальным дисциплинам. Из этого следует, что главная цель данного курса — не столько научить студента разрабатывать те или иные функционально законченные электронные устройства (изучение электроники в таком объеме предусмотрено для подготовки инженеров соответствующего профиля в рамках специальности «Промышленная электроника»), сколько научить его понимать принцип действия этих устройств, уметь грамотно эксплуатировать их и формулировать задание на разработку нового устройства. Это и отражено в названиях указанной дисциплины «Промышленная электроника (общий курс)» или «Основы электроники», под которыми она значится в учебных планах большинства электротехнических специальностей.

Предлагаемый учебник написан в соответствии с действующими типовыми программами по курсу «Промышленная электроника» для ряда специальностей.

При написании учебника по этому курсу автор неизбежно сталкивается с трудной задачей, обусловленной, с одной стороны, разнообразием и быстрым развитием современных электронных устройств, существенно различающихся назначением, принципом действия, уровнем мощности и иными признаками, с другой — ограниченным числом лекционных часов и соответственно ограниченным объемом книги.

Эти два фактора определяют и некоторое различие в программах данного курса для отдельных групп специальностей. Так, для специальностей, связанных с системами управления и контроля (автоматизация энергосистем и релейная защита, энергетическая кибернетика и др.), повышенное внимание уделяется информационной электронике — усилителям, генераторам сигналов, логическим схемам, импульсной и цифровой технике, индикаторным приборам, электронным блокам питания аппаратуры. В то же время для таких специальностей, как автоматизированный электропривод, электрификация железнодорожного транспорта, электротермические установки, электрические сети и системы, электрические машины, более важны разделы силовой преобразовательной техники — выпрямители средней и большой мощности, ведомые сетью и автономные инверторы, преобразователи частоты и т. д.

Необходимость учета всех этих факторов заставила несколько расширить объем учебника, чтобы обеспечить возможность выборочного использования материала в соответствии с конкретными требованиями тех или иных специальностей.

Изложение материала книги основывается на современной элементной базе: наряду со схемами на дискретных транзисторах (биполярных и полевых) рассмотрены различные устройства обработки информации на интегральных микросхемах, включая БИС. Дано описание разнообразных индикаторных приборов,

предназначенных для отображения информации. Изложение вопросов преобразовательной техники базируется на применении полупроводниковых приборов — диодов, тиристоров, силовых транзисторов. Значительное внимание уделено импульсным преобразователям постоянного напряжения, автономным инверторам и другим преобразователям, получающим в последнее время все большее развитие.

Научный редактор проф. В. А. Лабунцов

Предлагаемая книга предназначена служить учебником по дисциплине «Промышленная электроника (общий курс)» или близкой ей по содержанию дисциплине «Основы электроники» для студентов электроэнергетических и электромеханических специальностей.

Ввиду общинженерной направленности этих дисциплин материал по устройству промышленной электроники, определяющий главное в содержании книги, дается с точки зрения выяснения принципов действия устройств, выявления важнейших их характеристик и показателей, а также уяснения основ расчета. Материал по полупроводниковым приборам, составляющим элементную базу современной промышленной электроники, излагается с позиций изучения их принципов действия и необходимости учета влияния параметров этих приборов на работу рассматриваемых устройств.

Основой настоящей книги является курс лекций по промышленной электронике, читаемый автором на электроэнергетическом и электромеханическом факультетах, а также на факультете электрификации и автоматизации промышленности и транспорта Московского энергетического института. При работе над учебником автор стремился использовать опыт преподавания предмета, накопленный на кафедре промышленной электроники этого института.

Большую творческую помощь при подготовке учебника оказали автору сотрудники кафедры канд. техн. наук, доц. В. В. Попов, канд. техн. наук, доц. Е. Е. Чаплыгин, канд. техн. наук, доц. Ф. М. Яблонский и ст. преподаватель М. Л. Фраткина, принявшие участие в обсуждении методики и структуры книги и прочитавшие отдельные ее главы, за что автор выражает им искреннюю благодарность. Автор признателен зав. кафедрой промышленной электроники д-ру техн. наук, проф. В. А. Лабунцову за большую помощь при разработке плана построения рукописи и ее научное редактирование, а также д-ру техн. наук, проф. И. Л. Каганову за многочисленные советы и ценные замечания. Автор благодарит д-ра техн. наук, проф. В. И. Анисимова, д-ра техн. наук, проф. В. В. Пасынкова, д-ра техн. наук, проф. В. С. Руденко и канд. техн. наук, доц. В. И. Сенько за ряд замечаний, сделанных ими при рецензировании рукописи.

Все замечания и пожелания по улучшению содержания книги будут приняты с благодарностью. Следует направлять их по адресу: 101430, Москва, К-51, ул. Неглинная, д. 29/14, изд-во «Высшая школа».

Автор

В Основных направлениях экономического и социального развития СССР на 1981—1985 годы и на период до 1990 года, принятых XXVI съездом КПСС, в числе главных задач повышения эффективности производства указывается на дальнейшее ускорение научно-технического прогресса и перевод экономики на путь интенсивного развития. Эти задачи невозможно решить без широкого применения электроники для целей автоматизации производства во многих отраслях промышленности, на транспорте, в электроэнергетике и т. д. Расширение сферы использования электроники — главная особенность научно-технического прогресса на современном этапе.

Электроника охватывает обширный раздел науки и техники, связанный с изучением и использованием различных физических явлений, а также разработкой и применением устройств, основанных на протекании электрического тока в вакууме, газе и твердом теле. Промышленная электроника (применение электроники в промышленности, на транспорте, в электроэнергетике) и радиоэлектроника (применение электроники в радиотехнике и телевидении) являются важнейшими составными частями электроники, рассматриваемой в широком смысле.

В свою очередь, в промышленную электронику, обеспечивающую разнообразные виды техники электронными устройствами измерения, контроля, управления и защиты, а также электронными системами преобразования электрической энергии, входят:

1) *информационная электроника*, к которой относятся электронные системы и устройства, связанные с измерением, контролем и управлением промышленными объектами и технологическими процессами;

2) *энергетическая электроника (преобразовательная техника)*, связанная с преобразованием вида электрического тока для целей электропривода, электрической тяги, электротермии, электротехнологии, электроэнергетики и т. д.

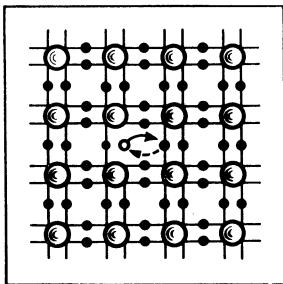
Промышленная электроника постоянно развивается. Это определяется в первую очередь непрерывным совершенствованием ее элементной базы. Элементная база промышленной электроники прошла несколько этапов развития.

Начало развития промышленной электроники было положено созданием электровакуумных и газоразрядных приборов. Низкая надежность, сложность эксплуатации, большая потребляемая мощность, громоздкость реализации явились в последующем тормозящими факторами расширения областей применения электроники. Электровакуумные приборы в настоящее время находят ограниченное применение в промышленной электронике, а газоразрядные приборы используются преимущественно в виде элементов индикации.

Дальнейшему развитию информационной электроники способствовало создание в 1948 г. транзистора, а энергетической электроники — разработка и последующее совершенствование силовых полупроводниковых приборов (диодов, тиристоров и транзисторов).

Применение транзисторов позволило на определенном этапе значительно повысить надежность, уменьшить потребление мощности, габариты, а также затраты на производство и эксплуатацию электронной аппаратуры. Однако общая тенденция улучшения указанных показателей в условиях возрастающей сложности электронной аппаратуры, связанной с усложнением возлагаемых на нее задач, вызвала необходимость перехода от аппаратуры на дискретных компонентах к ее интегральному исполнению. Начиная с 70-х годов все большая часть электронной аппаратуры стала производиться на интегральных микросхемах. Современный этап развития информационной электроники характеризуется широким использованием компонентов микроэлектроники, включая большие интегральные схемы.

Развитие энергетической электроники стимулируется всевозрастающим требованием повышения удельного веса электроэнергии, потребляемой на постоянном токе и на переменном токе нестандартной частоты, а также непрерывным совершенствованием элементной базы (увеличением единичной мощности силовых полупроводниковых приборов, улучшением их динамических показателей, появлением приборов новых типов). Все это позволяет создавать более эффективные условия генерирования, передачи и распределения электроэнергии, повышать электровооруженность труда, а также использовать более производительную технологию в различных отраслях промышленности.



ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

§ 1.1. ЭЛЕКТРОПРОВОДНОСТЬ ПОЛУПРОВОДНИКОВ. БЕСПРИМЕСНЫЕ И ПРИМЕСНЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКИ

Полупроводники занимают по электропроводности промежуточное положение между металлами (проводниками электрического тока) и диэлектриками. Знание физической сущности электропроводности важно для последующего изучения принципа действия полупроводниковых приборов, их параметров и характеристик.

Особенность электропроводности полупроводников обуславливается спецификой распределения по энергиям электронов атомов, которое характеризуется энергетической диаграммой полупроводника.

Прежде чем перейти к рассмотрению энергетических диаграмм кристаллических тел, ознакомимся с энергетической диаграммой изолированного атома.

В соответствии с принципами квантовой механики электроны атома могут обладать определенными значениями энергии или находиться на определенных (разрешенных) энергетических уровнях (рис. 1.1). В изолированном атоме существует конечное число энергетических уровней, на каждом из которых могут одновременно находиться не более двух электронов, различающихся направлением спиновых моментов (принцип Паули). Электроны низших уровней сильно связаны с атомом. По мере увеличения энергии уровня, занимаемого электроном, эта связь ослабевает.

В отсутствие внешних воздействий, увеличивающих энергию электронов, атом находится в исходном (невозбужденном) состоянии, при котором все низшие энергетические уровни заняты электронами, а верхние — свободны. При наличии внешних воздействий (тепловые кванты — фононы, кванты света — фотоны, электрическое или магнитное поле и

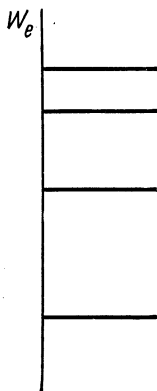


Рис. 1.1. Энергетическая диаграмма изолированного атома

др.) электроны атома приобретают дополнительную энергию и переходят на более высокие энергетические уровни (возбуждение атома) или вовсе освобождаются от атома и становятся свободными, не связанными с атомом (ионизация атома). При этом внешнему воздействию подвержены электроны высоких энергетических уровней, слабее связанные с атомом.

Согласно квантовой теории, энергетическая диаграмма группы близко расположенных однотипных атомов претерпевает изменения по сравнению с изолированным атомом (рис. 1.2). Вследствие взаимодействия атомов друг с другом разрешенные уровни энергии электронов соседних атомов смещаются, образуя близко расположенные смещенные уровни энергии — подуровни. При этом смещению подвергаются и уровни высоких энергий, где электроны слабо связаны с атомами. Подуровни образуют так называемые зоны разрешенных уровней энергии, которые отделены друг от друга запрещенными зонами. Число подуровней в каждой из разрешенных зон равно количеству атомов в группе.

Кристалл твердого тела характеризуется большим количеством близко расположенных атомов. Поэтому число подуровней, входящих в разрешенные зоны его энергетической диаграммы, довольно велико.



Рис. 1.2. Энергетическая диаграмма группы (четырех) близко расположенных атомов

Носители заряда в беспримесных (чистых) полупроводниках

На электропроводность твердого тела оказывает существенное влияние расположение двух соседних зон разрешенных уровней энергии в верхней части энергетической диаграммы (рис. 1.2). В зависимости от электронной структуры атома и строения кристаллической решетки между соседними зонами разрешенных уровней энергии либо может сохраниться запрещенная зона, либо ее может и не быть. Эти две вероятности, а также ширина запрещенной зоны определяют три класса кристаллических тел: проводники, диэлектрики и полупроводники. Расположение двух соседних зон разрешенных уровней энергии в верхней части их энергетических диаграмм приведено на рис. 1.3.

В металлах (рис. 1.3, а) энергетическая диаграмма представляет собой непрерывный спектр разрешенных значений энергии, а в полупроводниках и диэлектриках — прерывистый (рис. 1.3, б, в). В полупроводниках и диэлектриках зоны разрешенных значений энергии отделены запрещенной зоной энергии ΔW_z . На энергетических диаграммах рис. 1.3 можно выделить две характерные зоны разрешенных значений энергии: нижнюю (заполненную), или валентную, зону и верхнюю (свободную), или зону проводимости. В отсутствие внешних воздействий на электроны

(электрического и магнитного полей, облучения квантами света), а также при $T = 0$ К все уровни энергии нижней зоны заполнены электронами, в верхней зоне электронов нет.

Рассмотрим различие в электропроводности указанных трех классов кристаллических тел с точки зрения особенностей их энергетических диаграмм.

В *металлах* зона проводимости непосредственно примыкает к валентной зоне (рис. 1.3, а). Электронам валентной зоны достаточно сообщить весьма малую энергию, чтобы перевести их в зону свобод-

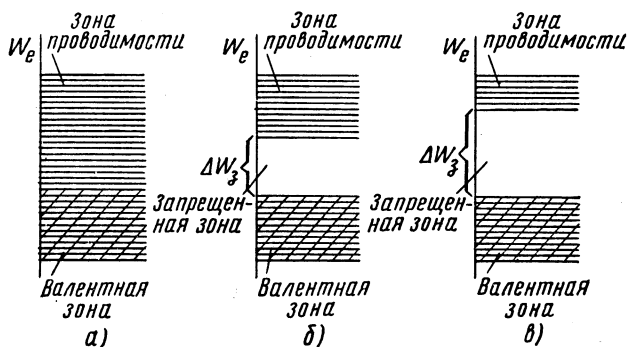


Рис. 1.3. Энергетическая диаграмма металла (а), полупроводника (б) и диэлектрика (в)

ных уровней. Поэтому уже при воздействии только электрического поля в металле имеется большое число свободных (не связанных с атомами) электронов, которые и обеспечивают его высокую электрическую проводимость.

В *полупроводниках* (рис. 1.3, б) свободная зона отделена от валентной зоны запрещенной зоной энергии ΔW_z . Величина ΔW_z определяет энергию (в электрон-вольтах), которую нужно сообщить электрону, расположенному на верхнем энергетическом уровне в валентной зоне, чтобы перевести его на нижний энергетический уровень в зоне свободных уровней. Необходимость сообщения достаточной энергии для преодоления запрещенной зоны затрудняет переход электронов из валентной зоны в зону проводимости, что приводит к уменьшению числа свободных электронов в полупроводнике по сравнению с металлом и, как следствие, к уменьшению его электрической проводимости.

Способность преодоления электронами запрещенной зоны зависит от внешних факторов. Особенно значительно влияние температуры кристалла, которое проявляется воздействием на электроны атомов полупроводника тепловых квантов (фононов), излучаемых при тепловых колебаниях кристаллической решетки. Повышению температуры соответствует увеличение энергии фононов и рост числа электронов, способных получить необходимую энергию для преодоления

запрещенной зоны. По этой причине с повышением температуры проводимость чистых полупроводников возрастает.

Ширина запрещенной зоны кристаллических твердых тел, относящихся к полупроводникам, не превышает 3 эВ. Их электрическая проводимость возникает при температуре выше 80—100 К.

Диэлектрики (рис. 1.3, в) отличаются от полупроводников более широкой запрещенной зоной. У них $\Delta W_z > 3$ эВ и может достигать 6—10 эВ. В связи с этим проводимость диэлектриков мала и становится заметной лишь при температуре не ниже 400—800°C или сильных электрических полях (пробой).

Наличие на энергетической диаграмме запрещенной зоны обуславливает особенности образования носителей заряда в полупроводниках по сравнению с металлами. Рассмотрим эти особенности на примере германия и кремния, получивших наибольшее распространение при изготовлении полупроводниковых приборов.

Германий и кремний принадлежат к IV группе Периодической системы элементов. На внешней оболочке их атомов находятся четыре валентных электрона. Ширина запрещенной зоны германия равна 0,72 эВ, кремния — 1,12 эВ. Кристаллическая решетка этих полупроводников имеет одинаковую тетраэдрическую структуру. Двумерная (плоскостная) модель кристаллической решетки имеет вид, показанный на рис. 1.4, а (на примере германия).

В отсутствие структурных дефектов и при $T = 0$ К четыре валентных электрона внешней электронной оболочки каждого атома участвуют в так называемых парноэлектронных или ковалентных связях с соседними атомами. Эти связи характеризуются перекрытиями внешней электронной оболочки каждого атома с внешними электронными оболочками рядом расположенных четырех атомов кристалла. При таком перекрытии каждые два электрона принадлежат двум соседним атомам и все четыре электрона внешней оболочки атома участвуют в создании парноэлектронных связей с четырьмя соседними атомами. Парноэлектронные связи показаны на рис. 1.4, а в виде двух параллельных линий, связывающих атомы, расположенные в соседних узлах кристаллической решетки. Участие всех электронов атомов

Кристалл германия

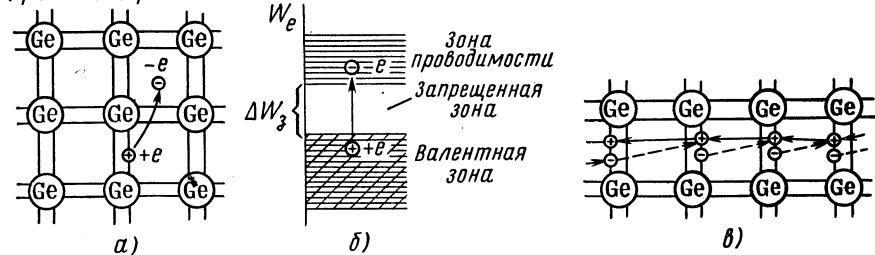


Рис. 1.4. Возникновение свободного электрона и дырки в кристалле полупроводника (а) и отражение этого процесса на энергетической диаграмме (б); схема движения дырки в кристалле полупроводника (в)

кристалла в создании ковалентных связей между атомами свидетельствует о нахождении электронов на уровнях энергии валентной зоны (рис. 1.3, б; 1.4, б).

Повышение температуры кристалла вызывает увеличение энергии фононов. При некоторой температуре энергия фонона становится достаточной для освобождения электрона от связей с атомами кристаллической решетки. Валентный электрон освобождается от связей и становится свободным (рис. 1.4, а). Освобождение электрона от связей с атомами соответствует на энергетической диаграмме его переходу с уровня валентной зоны на уровень зоны проводимости (рис. 1.4, б). Свободный электрон способен изменять свою энергию и перемещаться между узлами кристаллической решетки под воздействием электрического поля, т. е. участвовать в создании тока.

Образование свободного электрона сопровождается разрывом ковалентной связи между атомами и появлением в месте разрыва так называемой дырки (рис. 1.4, а). Отсутствие электрона в ковалентной связи равносильно появлению в данном месте положительного заряда, который и приписывают дырке. На энергетической диаграмме (рис. 1.4, б) образование дырки после перехода электрона в зону проводимости отождествляют с появлением вакантного уровня энергии в валентной зоне, позволяющего электронам валентной зоны (находящимся в ковалентных связях с атомами) изменять энергию под воздействием электрического поля, т. е. перемещаться в кристалле от атома к атому и участвовать в создании тока. Фактическое перемещение валентных электронов под воздействием внешнего электрического поля при их последовательном заполнении образовавшегося разрыва ковалентной связи формально может быть заменено движением дырки между узлами кристаллической решетки в противоположном направлении. Действительно, валентный электрон, получив необходимую энергию, заполняет (компенсирует) дырку с приближением к ней. Дырка исчезает, и восстанавливается ковалентная связь у данного атома, но возникает новая дырка в той ковалентной связи, откуда ушел электрон. Исчезновение дырки в одном месте кристалла и ее появление в другом учитывают (условно) как движение дырки (рис. 1.4, в).

Важность учета движения дырок как самостоятельных носителей заряда обуславливается различием в подвижностях свободных электронов и валентных электронов, перемещающихся по вакантным уровням энергии.

При температуре выше абсолютного нуля переход из валентной зоны в зону проводимости возможен у многих электронов. В результате этого процесса, получившего название термогенерации носителей заряда, в полупроводнике создается некоторая концентрация электронов n_i в свободной зоне и равная ей концентрация дырок p_i в валентной зоне (индекс i означает, что речь идет о чистых, беспримесных полупроводниках; при этом n_i , p_i называют собственными концентрациями носителей заряда в полупроводнике). Концентрация носителей заряда за-

висит от температуры кристалла, ширины запрещенной зоны и определяется зависимостью

$$n_i = p_i = A e^{-\frac{\Delta \mathcal{W}_3}{2kT}}, \quad (1.1)$$

где A — коэффициент, числовое значение которого зависит от рода кристалла; $k = 1,37 \cdot 10^{-23}$ Дж/К — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура.

Из выражения (1.1) следует, что концентрация носителей заряда в полупроводнике и его электрическая проводимость увеличиваются с повышением температуры и уменьшаются с ростом ширины запрещенной зоны.

Электроны и дырки являются подвижными частицами. Постоянство их концентрации, определяемой из соотношения (1.1), при неизменной температуре обуславливается тем, что в любом элементе объема полупроводника одновременно действуют два процесса: термогенерация носителей заряда, а также исчезновение электронов и дырок за счет возвращения электронов из зоны проводимости на вакантные уровни валентной зоны (рекомбинация носителей заряда). Соответствующая концентрация устанавливается из условия динамического равновесия, при котором число вновь возникающих носителей заряда равно количеству рекомбинирующих носителей.

Носители заряда в примесных полупроводниках

При производстве полупроводниковых приборов помимо чистых полупроводников, в частности чистых германия и кремния, являющихся исходными материалами, используют примесные полупроводники.

Введение примеси связано с необходимостью создания в полупроводнике преимущественно электронной либо дырочной электропроводности и увеличения электрической проводимости. В связи с этим различают соответственно электронные (n -типа) и дырочные (p -типа) полупроводники.

Для получения полупроводника с электропроводностью n -типа в чистый полупроводник вводят примесь, создающую в полупроводнике только свободные электроны. Вводимая примесь является «поставщиком» электронов, в связи с чем ее называют *донорной*. Для германия и кремния, относящихся к IV группе Периодической системы элементов, донорной примесью служат элементы V группы (сурьма, фосфор, мышьяк), атомы которых имеют пять валентных электронов.

При внесении такой примеси атомы примеси замещают атомы исходного полупроводника в отдельных узлах кристаллической решетки (рис. 1.5, а). Четыре электрона каждого атома донорной примеси участвуют в ковалентной связи с соседними атомами исходного материала, а пятый («избыточный») электрон, не участвующий в кова-

лентной связи, оказывается значительно слабее связанным со своим атомом. Для того чтобы оторвать его от атома и превратить в свободный носитель заряда, требуется значительно меньшее количество энергии, чем для освобождения электрона из ковалентной связи. В результате приобретения такой энергии (например, энергии фонона при комнатной температуре кристалла) «избыточный» электрон покидает атом и становится свободным, а атом примеси превращается в положительный ион (ионизация атома примеси). В условиях достаточно большой концентрации атомов примеси их ионизация создает некоторую концентрацию в кристалле полупроводника свободных электронов и неподвижных положительных ионов, локализованных в местах расположения атомов примеси. Слой полупроводника остается электрически нейтральным, если освободившиеся электроны не уходят за пределы слоя. При уходе электронов под

воздействием каких-либо факторов в другие слои кристалла оставшиеся положительные ионы донорной примеси создают в данном слое нескомпенсированный положительный объемный заряд.

На энергетической диаграмме полупроводника n -типа (рис. 1.5, б) вводимая примесь приводит к появлению в запрещенной зоне вблизи зоны проводимости близко расположенных друг от друга локальных валентных уровней энергии, заполненных электронами при температуре абсолютного нуля. Число локальных уровней определяется количеством атомов примеси в кристалле. На рис. 1.5, б локальные уровни показаны пунктиром. Так как ширина ΔW_d мала (в зависимости от типа исходного полупроводника и материала донорной примеси $\Delta W_d = 0,01 \div 0,07$ эВ), при комнатной температуре практически все электроны донорных уровней перейдут в зону проводимости и смогут участвовать в создании тока.

Концентрация электронов в зоне проводимости (свободных электронов) при этом определяется преимущественно концентрацией введенной примеси N_d , а не собственными электронами валентной зоны, преодолевающими широкую запрещенную зону ΔW_b . В соответствии с этим концентрация электронов n_n в полупроводнике n -типа существенно выше концентрации дырок p_n , образующейся в результате перехода электронов из валентной зоны в зону проводимости. Можно считать, что в полупроводнике n -типа ток создается в основном электронами. Другими словами, электроны в этом случае являются основными носителями заряда, а дырки — неосновными носителями заряда.

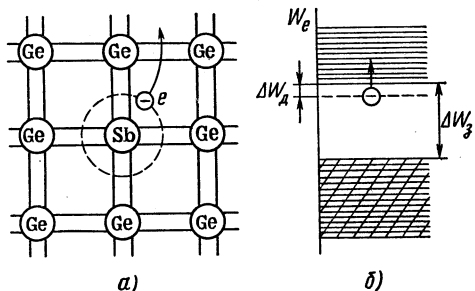


Рис. 1.5. Возникновение свободного электрона в кристалле полупроводника n -типа (а) и отражение этого процесса на энергетической диаграмме (б)

В полупроводниках p -типа введение примеси направлено на повышение концентрации дырок. Задача решается использованием в качестве примеси элементов III группы Периодической системы (индий, галлий, алюминий, бор), атомы которых имеют по три валентных электрона. При наличии такой примеси каждый ее атом образует только три заполненные ковалентные связи с соседними атомами исходного полупроводника в кристаллической решетке (рис. 1.6, а). Четвертая

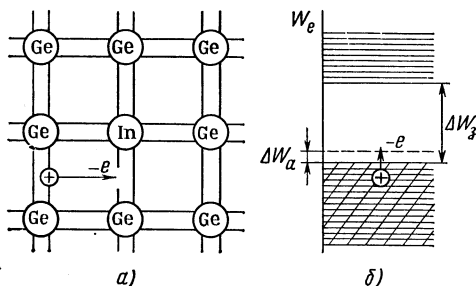


Рис. 1.6. Возникновение дырки в кристалле полупроводника p -типа (а) и отражение этого процесса на энергетической диаграмме (б)

связь остается незаполненной. Недостающий валентный электрон для заполнения связи принимается от одного из соседних атомов кристаллической решетки, так как требуемая для такого перехода энергия невелика. Переход электрона приводит к образованию дырки в ковалентной связи соседнего атома, откуда ушел электрон, и превращению атома примеси в неподвижный отрицательный ион. В результате за счет примеси достигается повышение концентрации ды-

рок в полупроводнике. Атомы примеси, принимающие валентные электроны соседних атомов, называют **а к ц е п т о р н ы м и**, а саму примесь — **а к ц е п т о р н о й**.

В условиях достаточно большой концентрации атомов акцепторной примеси в кристалле полупроводника создается некоторая концентрация дырок и отрицательных ионов. Пока число дырок в данном слое полупроводника остается равным числу отрицательных ионов в нем, в слое сохраняется зарядная нейтральность. Если вошедшие из других слоев электроны заполнят некоторое число существующих дефектов валентной связи (рекомбинация электронов с дырками), в данном слое появится нескомпенсированный отрицательный объемный заряд, создаваемый ионами акцепторной примеси.

Рассмотрим процесс образования дырок в полупроводнике p -типа, исходя из его энергетической диаграммы. При наличии акцепторной примеси в запрещенной зоне энергетической диаграммы исходного полупроводника вблизи валентной зоны появляются локальные уровни энергии, свободные от электронов при температуре абсолютного нуля (рис. 1.6, б). Число локальных уровней определяется концентрацией атомов примеси в кристалле. Так как разность ΔW_a между энергией акцепторных уровней и энергией верхнего уровня валентной зоны мала (в зависимости от типа полупроводника и материала акцепторной примеси $\Delta W_a = 0,01 \div 0,07$ эВ), то при комнатной температуре все акцепторные уровни будут заняты электронами, перешедшими из валентной зоны. В валентной зоне появится большая концентрация дырок.

Концентрация дырок в валентной зоне при этом определяется преимущественно концентрацией внесенной акцепторной примеси N_a , а не дырками, возникающими при термогенерации носителей заряда за счет преодоления валентными электронами широкой запрещенной зоны ΔW_3 . В соответствии с этим концентрация дырок p_p в полупроводнике p -типа существенно больше концентрации свободных электронов n_p . По этой причине ток в дырочном полупроводнике переносится в основном дырками. Дырки в этом случае являются основными носителями заряда, а электроны — неосновными носителями заряда.

Таким образом, в примесных полупроводниках концентрации основных носителей заряда (n_n — электронного полупроводника и p_p — дырочного полупроводника) создаются за счет внесения примеси, а концентрации неосновных носителей заряда (p_n , n_p — соответственно электронного и дырочного полупроводников) — за счет термогенерации носителей заряда, связанной с переходом электронов из валентной зоны в зону проводимости. Необходимая примесь вносится в количестве, при котором концентрация основных носителей заряда существенно (на два-три порядка) превышает концентрацию неосновных носителей заряда. В зависимости от концентрации введенной примеси удельная проводимость примесного полупроводника возрастает по сравнению с чистым полупроводником в десятки и сотни тысяч раз.

Характерной особенностью полупроводников рассматриваемых типов является то, что произведение концентраций основных и неосновных носителей заряда при данной температуре является постоянной величиной и определяется соотношением

$$n_n p_n = p_p n_p = p_i n_i = A^2 e^{-\frac{\Delta W_3}{kT}}, \quad (1.2)$$

где $n_i = p_i$ — собственные концентрации носителей заряда в чистом полупроводнике.

В соответствии с выражением (1.2) концентрация неосновных носителей заряда в примесном полупроводнике меньше концентрации собственных носителей заряда в чистом полупроводнике. Это связано с тем, что с увеличением концентрации основных носителей заряда возрастает роль рекомбинаций, вследствие чего концентрация неосновных носителей заряда уменьшается. Равновесие достигается, когда при данной температуре произведение концентрации носителей заряда в примесном полупроводнике становится равным произведению концентрации носителей заряда в чистом полупроводнике.

Зависимость концентрации носителей заряда от температуры накладывает ограничения на температурный диапазон применения полупроводниковых приборов. Рабочий диапазон температур характеризуется существенным превышением в примесных полупроводниках концентрации основных носителей заряда над неосновными ($n_n \gg p_n$ и $p_p \gg n_p$) при концентрации основных носителей заряда, близкой к концентрации внесенной примеси ($n_n \approx N_d$ и $p_p \approx N_a$).

При температурах, превышающих верхний температурный предел, причиной нарушения условия $n_n \gg p_n$ и $p_p \gg n_p$ является повышение роли концентрации носителей заряда, создаваемых в кристалле при термогенерации за счет преодоления валентными электронами запрещенной зоны ΔW_z . При этом может оказаться, что концентрация носителей заряда и электрическая проводимость в полупроводнике будут определяться не концентрацией внесенной примеси, а концентрацией собственных носителей заряда — электронов и дырок (вырождение примесного полупроводника в собственный полупроводник). Верхний температурный предел зависит от ширины запрещенной зоны полупроводника и составляет для германия 75 — 85°C, а для кремния 150 — 170°C. В этом проявляется существенное преимущество кремния как материала для полупроводниковых приборов.

При температуре ниже рабочего диапазона концентрация неосновных носителей заряда, создаваемая термогенерацией, ничтожно мала. Основную роль здесь играет понижение концентрации основных носителей заряда (и уменьшение электрической проводимости) вследствие уменьшения количества ионизированных атомов примеси. Нижний температурный предел работы полупроводниковых приборов составляет от —55 до —60°C.

Время жизни носителей заряда

Процесс рекомбинации в примесных полупроводниках играет большую роль во многих полупроводниковых приборах.

Предположим, что в некотором слое кристалла полупроводника n -типа с помощью какого-либо внешнего воздействия, например облучения световым потоком, созданы концентрации дырок $p_0 = p_n + \Delta p(0)$ и электронов $n_0 = n_n + \Delta n(0)$, превышающие равновесные концентрации, определяемые выражением (1.2) для данной температуры. Абсолютные приращения концентрации носителей заряда обоих знаков $\Delta p(0) = \Delta n(0)$ (слой остается электрически нейтральным), так как в данном примере повышение концентрации носителей заряда обусловливается увеличением числа переходов электронов из валентной зоны в зону проводимости. Однако относительное приращение концентраций дырок существенно больше относительного приращения концентраций электронов $p_0/p_n \gg n_0/n_n$, поскольку $n_n \gg p_n$. Иными словами, можно считать, что внешнее воздействие привело к образованию в слое полупроводника n -типа неравновесной концентрации неосновных носителей заряда (дырок) при оставшейся почти неизменной концентрации основных носителей заряда (электронов). Процесс уменьшения концентрации носителей заряда в слое до значения равновесных после прекращения внешнего воздействия следует рассматривать как рекомбинацию дырок с электронами в условиях высокой концентрации электронов. Спад начальной концентрации дырок $\Delta p(0)$ во времени подчиняется экспоненциальному закону

$$\Delta p(t) = \Delta p(0) e^{-t/\tau_p}, \quad (1.3)$$

где τ_p — характеристическая постоянная, называемая в р е м е н е м ж и з н и д ы р о к в электронном полупроводнике (параметр τ_p соответствует времени, в течение которого избыточная концентрация неравновесных дырок уменьшается в e раз).

Соотношение, аналогичное (1.3), можно записать и для дырочного полупроводника. Процесс уменьшения концентрации носителей заряда здесь следует рассматривать как рекомбинацию неравновесных электронов с дырками в условиях высокой концентрации дырок. Характеристическую постоянную τ_n в этом случае называют в р е м е н е м ж и з н и э л е к т р о н о в в дырочном полупроводнике.

Параметры τ_p , τ_n входят в число основных для примесных полупроводников. Их уменьшение, в частности, сказывается на повышении быстродействия полупроводниковых приборов. Обычные значения τ_p , τ_n находятся в пределах $10^{-7} — 10^{-5}$ с, но в ряде случаев могут быть больше или меньше.

Рекомбинация носителей заряда, когда свободный электрон непосредственно переходит из зоны проводимости в валентную зону, т. е. заполняет дырку в ковалентной связи атомов (прямая рекомбинация), мало вероятна. Причиной этого является редкость события, при котором электрон и дырка находились бы одновременно в одном и том же месте кристалла и имели бы небольшую скорость. Основную роль в рекомбинации носителей заряда играют так называемые центры рекомбинации — л о в у ш к и, имеющие в запрещенной зоне энергетические уровни, способные захватить электроны. Процесс рекомбинации с участием ловушки протекает в две стадии: свободный электрон вначале переходит на уровень ловушки, а затем в валентную зону.

Центрами рекомбинаций могут быть примесные атомы, дефекты кристаллической решетки, расположенные в объеме или на поверхности кристалла. Для повышения интенсивности рекомбинационных процессов (уменьшения τ_p , τ_n) в примесный полупроводник вводят в небольшом количестве золото или никель, создающие эффективные центры рекомбинаций носителей заряда. Время жизни носителей при этом снижается до $10^{-9} — 10^{-8}$ с.

Дрейфовое и диффузионное движения носителей заряда

В отсутствие электрического поля в кристалле и одинаковой концентрации носителей заряда в объеме полупроводника электроны и дырки находятся в непрерывном тепловом (хаотическом) движении, распределенном по всем направлениям. Ввиду хаотического характера движения носителей заряда ток в кристалле равен нулю.

Электрическое поле и неравномерность распределения концентраций носителей заряда являются факторами, создающими упорядоченное движение носителей заряда, т. е. обуславливающими электрический ток в кристалле полупроводника. Направленное движение носителей заряда под воздействием электрического поля называют

дрейфом (дрейфовое движение), а под воздействием разности концентраций носителей заряда — диффузией (диффузионное движение). В зависимости от характера движения носителей заряда различают соответственно дрейфовый и диффузионный токи в полупроводниках, а в зависимости от типа носителей заряда — электронные и дырочные составляющие этих токов.

Перемещение носителей заряда в кристалле под воздействием электрического поля происходит при непрерывном их столкновении с узлами кристаллической решетки и атомами примеси. Носители заряда перемещаются в кристалле с некоторой средней скоростью, пропорциональной напряженности электрического поля:

$$v_{\text{ср } n} = -\mu_n E, \quad (1.4)$$

$$v_{\text{ср } p} = \mu_p E. \quad (1.4a)$$

Коэффициент пропорциональности называют подвижностью электронов (μ_n) и дырок (μ_p). Электроны перемещаются в направлении, противоположном действию поля, а дырки — в направлении действия поля. Этим объясняется наличие знака минус в формуле (1.4). Движение дырок, обусловливаемое замещением валентными электронами дефектов ковалентных связей атомов в решетке, является более затруднительным, чем свободных электронов. Поэтому при одинаковой напряженности электрического поля средняя скорость электронов выше, чем дырок, и $\mu_n > \mu_p$. Так, для германия $\mu_n = 3800 \text{ см}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$, $\mu_p = 1800 \text{ см}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$, а для кремния $\mu_n = 1300 \text{ см}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$, $\mu_p = 500 \text{ см}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$.

Плотности дрейфовых составляющих тока в кристалле определяются величиной заряда, переносимого носителями через единичное сечение в единицу времени:

$$J_{\text{др } n} = -qn v_{\text{ср } n}, \quad (1.5)$$

$$J_{\text{др } p} = qp v_{\text{ср } p}, \quad (1.5a)$$

где n , p — концентрации электронов и дырок в объеме полупроводника; q — заряд электрона.

Знак минус в выражении (1.5) означает, что принятому направлению тока соответствует противоположное направление движения электронов.

С учетом (1.4) соотношения для плотностей дрейфового электронного и дырочного токов приобретают вид

$$J_{\text{др } n} = qn\mu_n E, \quad (1.6)$$

$$J_{\text{др } p} = qp\mu_p E. \quad (1.6a)$$

Суммарная плотность тока, протекающего через полупроводник под действием электрического поля,

$$J = J_{\text{др}} = J_{\text{др } n} + J_{\text{др } p} = qn\mu_n E + qp\mu_p E. \quad (1.7)$$

В чистых полупроводниках $n = p$, но μ_n примерно вдвое выше μ_p . По этой причине в чистых полупроводниках электронная составляющая плотности тока в то же число раз больше дырочной. В примесных же полупроводниках концентрации n и p различаются на несколько порядков, в связи с чем в электронном полупроводнике дрейфовый ток обуславливается преимущественно электронами, а в дырочном — дырками.

Из формулы (1.7) следует, что плотность тока (проводимость) полупроводников зависит от концентрации носителей заряда и их подвижности. Подвижность носителей заряда уменьшается с ростом температуры. Это объясняется повышением интенсивности тепловых колебаний атомов в кристаллической решетке и увеличением вероятности столкновений с ними электронов и дырок. В чистых полупроводниках, несмотря на снижение подвижности носителей, плотность тока и проводимость увеличиваются с ростом температуры вследствие повышения концентрации носителей заряда. В примесных полупроводниках в рабочем диапазоне температур концентрация носителей заряда мало изменяется, так как ее определяет главным образом концентрация основных носителей заряда, созданная примесью (все атомы примеси ионизированы). В связи с этим плотность тока и проводимость здесь с ростом температуры несколько уменьшаются вследствие уменьшения подвижности ($\mu \propto T^{-3/2}$). Ввиду меньшей подвижности носителей заряда удельное сопротивление кремния больше, чем германия.

Диффузионное движение носителей заряда возникает, когда имеется различие в концентрации электронов (дырок) в соседних слоях полупроводника. Носители заряда перемещаются из слоя с большей концентрацией в слой с меньшей концентрацией. Если в данном слое постоянно поддерживается более высокая концентрация носителей заряда, чем в соседнем с ним слое, то создается непрерывный диффузионный поток носителей заряда в направлении убывания концентрации.

Плотности потоков носителей заряда пропорциональны градиенту их концентрации; при одномерной диффузии (когда концентрация вдоль оси x падает: $dn/dx < 0$ или $dp/dx < 0$) их находят из соотношений

$$J_{\text{диф } n} = (-q) D_n \left(-\frac{dn}{dx} \right) = q D_n \frac{dn}{dx}, \quad (1.8)$$

$$J_{\text{диф } p} = q D_p \left(-\frac{dp}{dx} \right) = -q D_p \frac{dp}{dx}. \quad (1.8a)$$

Коэффициент пропорциональности называют коэффициентом диффузии электронов (D_n) и дырок (D_p). Коэффициент диффузии равен числу носителей заряда, диффундирующих за 1 с через площадку в 1 см² при единичном градиенте концентрации, и имеет размерность см²/с. Коэффициент диффузии связан с подвижностью носителей заряда соотношением Эйнштейна

$$D = \Phi_T \mu, \quad (1.9)$$

где $\varphi_T = kT/q$ — тепловой потенциал, выражаемый, так же как и электрический потенциал, в вольтах; T — абсолютная температура (при $T = 300$ К $\varphi_T = 0,025$ В). В кремнии при комнатной температуре $D_n \approx 32$ см²/с, $D_p \approx 12$ см²/с.

Зависимость φ_T и μ от температуры обуславливает и температурную зависимость коэффициента диффузии ($D \equiv T^{-1/2}$).

Носители заряда, выходящие из слоя с повышенной концентрацией и входящие в слой с меньшей концентрацией, по мере продвижения рекомбинируют с носителями заряда противоположного знака (носители заряда обладают конечным временем жизни). Их концентрация уменьшается по экспоненциальному закону, стремясь к равновесной. Расстояние, на котором избыточная концентрация носителей заряда уменьшается в e раз, называют диффузионной длиной L (соответственно L_n — для электронов и L_p — для дырок). Иными словами, это среднее расстояние, на которое носитель заряда может переместиться за время своей жизни. Диффузионная длина связана с коэффициентом диффузии и временем жизни носителей заряда соотношениями

$$L_n = \sqrt{D_n \tau_n}, \quad (1.10)$$

$$L_p = \sqrt{D_p \tau_p}. \quad (1.10a)$$

§ 1.2. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ

Принцип действия и вольт-амперная характеристика диода

Диодами называют двухэлектродные элементы электрической цепи, обладающие односторонней проводимостью тока. В полу-

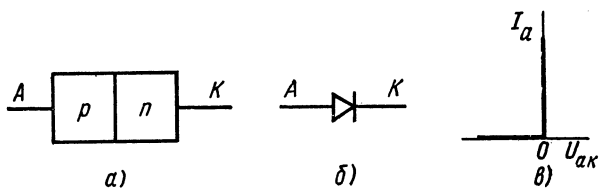


Рис. 1.7. Полупроводниковый диод:

а — полупроводниковая *p-n*-структура диода; *б* — условное графическое обозначение диода; *в* — упрощенная (идеальная) вольт-амперная характеристика диода

проводниковых диодах односторонняя проводимость обуславливается применением полупроводниковой структуры, сочетающей в себе два слоя, один из которых обладает дырочной (p), а другой — электронной (n) электропроводностью (рис. 1.7, *а*). Обозначение диода на электронных схемах и его упрощенная (идеальная) вольт-амперная характеристика показаны на рис. 1.7, *б*, *в*. Принцип действия полупроводникового диода основывается на специфике процессов, протекающих на границе раздела p - и n -слоев, в так называемом электронно-дырочном переходе (p - n -переходе).

Электрические процессы в p - n -переходе в отсутствие внешнего напряжения

В германиевых и кремниевых диодах двухслойная p - n -структура (рис. 1.8, а) создается введением в один из слоев монокристалла акцепторной примеси, а в другой — донорной примеси. При комнатной температуре атомы акцепторов и доноров можно считать полностью ионизированными, т. е. практически все акцепторные атомы присоединяют к себе электроны, создавая при этом дырки, а донорные атомы отдают свои электроны, которые становятся свободными. Кроме основных носителей заряда в каждом из слоев имеются неосновные носители заряда, создаваемые путем перехода электронов основного материала из валентной зоны в зону свободных уровней.

На практике наибольшее распространение получили p - n -структуры с неодинаковой концентрацией внесенных акцепторной N_a и донорной N_d примесей, т. е. с неодинаковой концентрацией основных носителей заряда в слоях $p_p \approx N_a$ и $n_n \approx N_d$. Типичными являются структуры с $N_a \gg N_d$ ($p_p \gg n_n$). Распределение концентраций носителей заряда для таких структур показано на рис. 1.8, б на примере германия, где приняты $p_p = 10^{18} \text{ см}^{-3}$, $n_n = 10^{15} \text{ см}^{-3}$. Концентрация собственных носителей заряда в германии при комнатной температуре $n_i = 2,5 \cdot 10^{13} \text{ см}^{-3}$. Концентрации неосновных носителей заряда, существенно меньшие концентраций основных носителей заряда, составят для рассматриваемой структуры в соответствии с (1.2) $n_p \approx 10^9 \text{ см}^{-3}$, $p_n \approx 10^{12} \text{ см}^{-3}$.

В p - n -структуре на границе раздела слоев AB возникает разность концентраций одноименных носителей заряда: в одном слое они являются основными, в другом — неосновными. В приграничной области под действием разности концентраций возникает диффузионное движение основных носителей заряда во встречном направлении через границу раздела. Дырки из p -области диффундируют в n -область, электроны из n -области — в p -область. Дырки, вошедшие в n -область, рекомбинируют с электронами этой области, а электроны, вошедшие в p -область, — с дырками p -области. Вследствие двух факто-

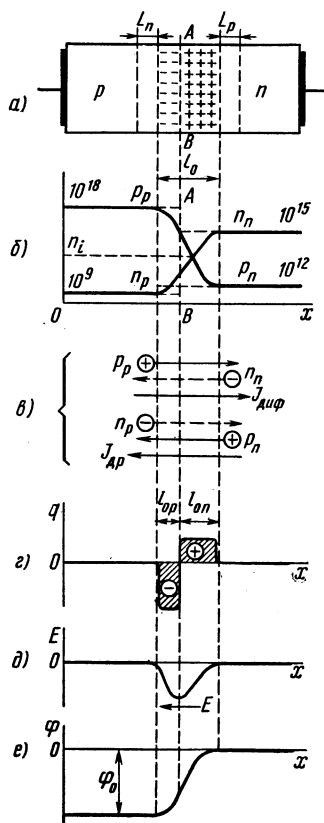


Рис. 1.8. Образование p - n -перехода в p - n -структуре полупроводника:

а — p - n -структура полупроводника; б — распределение концентраций носителей заряда; в — составляющие тока в p - n -переходе; г — распределение заряда; д — диаграмма напряженности поля; е — потенциальный барьер в p - n -переходе

ров (ухода основных носителей заряда из приграничных областей и их рекомбинации с носителями заряда противоположного знака) концентрации основных носителей заряда (p_p и n_n) в обеих приграничных областях, суммарная ширина которых l_0 , снижаются (рис. 1.8, б). Кроме того, в соответствии с выражением (1.2) снижение концентрации носителей заряда одного знака сопровождается повышением концентрации носителей заряда другого знака. Вследствие этого в приграничной p -области повышается концентрация электронов, а в приграничной n -области — концентрация дырок. Таким образом, становится понятным характер распределения концентрации носителей заряда в p - n -переходе, показанной на рис. 1.8, б сплошными линиями.

Важнейшим следствием диффузионного движения носителей заряда через границу раздела слоев является появление в приграничных областях объемных зарядов, создаваемых ионами атомов примесей. Так, при уходе дырок из p -слоя в нем создается нескомпенсированный отрицательный объемный заряд за счет оставшихся отрицательных ионов акцепторных атомов примеси. Электроны же, ушедшие из n -слоя, оставляют здесь нескомпенсированный положительный объемный заряд, создаваемый положительными ионами донорных атомов примеси. Наличие объемного заряда является главной особенностью p - n -перехода. Кривая распределения объемного заряда в p - n -переходе показана на рис. 1.8, г. Ввиду наличия объемного заряда в p - n -переходе создаются электрическое поле и разность потенциалов. Кривые $E(x)$ и $\varphi(x)$ показаны на рис. 1.8, д, е (за нулевой принят потенциал n -слоя). Отметим, что рассмотренный процесс формирования p - n -перехода происходит уже на этапе введения в монокристалл акцепторной и донорной примесей.

Толщина слоя объемного заряда l_0 составляет доли микрометров и зависит от концентрации примеси (основных носителей заряда) в p - и n -областях (от удельного сопротивления слоев). Объемные заряды по обе стороны границы раздела равны и создаются, как известно, неподвижными ионами примеси. Если бы концентрации акцепторной N_a и донорной N_d примесей были равны (симметричный p - n -переход), то концентрации отрицательных ионов слева от границы раздела и положительных ионов справа были бы также равны и p - n -переход имел бы одинаковые толщины слоев l_{0p} и l_{0n} . В рассматриваемом случае несимметричного p - n -перехода ($N_a \gg N_d$) концентрация неподвижных отрицательных ионов слева от границы раздела AB будет выше концентрации неподвижных положительных ионов справа (рис. 1.8, а), в связи с чем равенству объемных зарядов обоих знаков (рис. 1.8, г) здесь будет отвечать условие $l_{0n} \gg l_{0p}$. Иными словами, p - n -переход толщиной l_0 будет преимущественно сосредоточен в n -области, как в более высокоомной.

Внутреннее электрическое поле, созданное объемными зарядами, является фактором, под действием которого обеспечивается равенство потоков носителей заряда через переход в обоих направлениях, т. е. равенство нулю суммарного тока в отсутствие внешнего элект-

рического поля. Это обуславливается тем, что внутреннее электрическое поле с потенциалным барьером ϕ_0 (рис. 1.8, е) создает тормозящее действие для основных и ускоряющее — для неосновных носителей заряда. Таким образом, внутреннее электрическое поле приводит к уменьшению плотности диффузионного тока $J_{\text{диф}}$ через переход и появлению встречного ему дрейфового тока плотностью $J_{\text{др}}$.

Плотность диффузионного тока $J_{\text{диф}}$, обусловленного основными носителями заряда (рис. 1.8, в), направлена вдоль оси x и состоит из потока дырок, перемещающихся под действием диффузии из p -области в n -область, и потока электронов, диффундирующих из n -области в p -область.

Плотность дрейфового тока $J_{\text{др}}$ (рис. 1.8, в) создается неосновными носителями заряда прилегающих к p - n -переходу слоев с толщиной, равной диффузионной длине: L_n — для электронов p -слоя и L_p — для дырок n -слоя (рис. 1.8, а). Неосновные носители заряда, совершая тепловое движение в этих слоях, успевают за время своей жизни попасть в область действия электрического поля, увлекаются этим полем и перебрасываются через переход. Таким образом, плотность дрейфового тока определяется потоками подходящих неосновных носителей заряда из прилегающих к p - n -переходу слоев. Она зависит от концентрации неосновных носителей заряда в слоях и диффузионной длины. Дрейфовый ток имеет направление, противоположное направлению диффузионного тока.

Равенству нулю тока через переход в отсутствие внешнего напряжения соответствует уменьшение диффузионной составляющей тока до величины его дрейфовой составляющей. Равенство составляющих тока $J_{\text{диф}} = J_{\text{др}}$ создается установлением соответствующей величины потенциального барьера ϕ_0 в p - n -переходе. Величина потенциального барьера ϕ_0 (называемого также контактной разностью потенциалов) зависит от соотношения концентраций носителей заряда одного знака по обе стороны перехода и определяется соотношением

$$\phi_0 = \phi_T \ln \frac{p_p}{p_n} = \phi_T \ln \frac{n_n}{n_p}. \quad (1.11)$$

Высота потенциального барьера зависит от температуры ввиду зависимости от нее теплового потенциала и концентрации неосновных носителей заряда в слоях полупроводниковой структуры. Более сильное влияние температуры на концентрацию неосновных носителей заряда, чем влияние на величину ϕ_T , приводит к тому, что с ростом температуры высота потенциального барьера уменьшается. При комнатной температуре для германия $\phi_0 = 0,3 \div 0,5$ В, а для кремния $\phi_0 = 0,6 \div 0,8$ В. Различие в значениях ϕ_0 объясняется большей величиной ΔW_s в кремнии и, следовательно, меньшей концентрацией неосновных носителей заряда (при одинаковой температуре и одинаковых концентрациях внесенных примесей).

Уход неосновных носителей заряда через p - n -переход из прилегающих к нему слоев, казалось бы, должен привести к уменьшению

их концентрации с приближением к границе p - n -перехода. Вместе с тем концентрации неосновных носителей заряда в прилегающих к p - n -переходу слоях сохраняются на уровнях p_n и n_p (рис. 1.8, б), так как в условиях динамического равновесия уменьшение концентрации неосновных носителей заряда за счет их ухода через p - n -переход будет постоянно восполняться носителями того же знака за счет их диффузии из противоположных слоев.

Электрические процессы в p - n -переходе при наличии внешнего напряжения

Подключение к p - n -структуре внешнего напряжения (напряжения смещения) приводит к изменению условий переноса заряда через p - n -переход. Существенную роль при этом играет полярность внешнего напряжения, с которой оно прикладывается к p - n -переходу. Рассмотрение процессов в p - n -переходе при наличии внешнего напряжения имеет непосредственное отношение к изучению вентильных свойств полупроводникового диода и его вольт-амперной характеристики.

Прямая ветвь вольт-амперной характеристики диода

Рассмотрим случай, когда внешнее напряжение подключено к p - n -структуре в прямом направлении, т. е. плюсом источника к выводу p -области, а минусом источника — к выводу n -области (рис. 1.9, а). При таком подключении источника создаваемое им электрическое поле направлено противоположно внутреннему полю в переходе, что приводит к уменьшению результирующего поля в p - n -переходе. Объемный заряд обоих знаков, сосредоточенный в переходе по разные стороны границы раздела, будет определяться не только величиной ϕ_0 , обуславливаемой, как было показано, диффузионным движением носителей заряда под действием разности их концентраций в приграничных слоях, но и внешним напряжением U_a . Если пренебречь падением напряжения в слоях p - и n -структуры, то объемному заряду в переходе будет отвечать напряжение $\phi_0 - U_a$, меньшее, чем в отсутствие внешнего источника. Следовательно, уменьшится и обусловленный напряжением объемный заряд в p - n -переходе. Величина $\phi_0 - U_a$ определяет высоту потенциального барьера в p - n -переходе при включении внешнего напряжения в прямом направлении (рис. 1.9, б). Уменьшение объемного заряда (потенциального барьера) проявляется в сужении p - n -перехода, которое происходит в основном за счет n -слоя, как более высокоомного.

Уменьшение потенциального барьера облегчает переход основных носителей заряда под действием диффузии через границу раздела в соседние области, что приводит к увеличению диффузионного тока через p - n -переход (рис. 1.9, в). Указанное явление называют инжекцией носителей заряда через p - n -переход.

Вместе с тем дрейфовый ток через p - n -переход, создаваемый потоками неосновных носителей заряда, подходящих из приграничных

слоев толщиной L к p - n -переходу, остается без изменения. Разность диффузионного и дрейфового токов определяет результирующий прямой ток через p - n -переход (прямой ток диода). Плотность прямого тока

$$J_a = J_{\text{диф}} - J_{\text{др}}. \quad (1.12)$$

С повышением приложенного внешнего напряжения диффузионный ток увеличивается (так как уменьшившийся потенциальный барьер способны преодолеть основные носители заряда, обладающие меньшей энергией), в связи с чем возрастает прямой ток через p - n -переход. Примерный вид прямой ветви вольт-амперной характеристики p - n -перехода (диода) показан на рис. 1.9, z (ток I_a на рис. 1.9 равен произведению плотности тока J_a через p - n -переход на площадь его сечения S).

В кремниевых диодах величина ϕ_0 выше, чем в германиевых. Одинаковая величина внешнего напряжения U_a здесь создает меньшее относительное снижение потенциального барьера, чем в германиевых диодах, и обуславливает меньший прямой ток при одинаковой площади p - n -перехода. Большая величина ϕ_0 является одной из причин большего падения напряжения ΔU_a в кремниевых диодах (0,8—1,2 В) по сравнению с германиевыми диодами (0,3—0,6 В) при протекании тока в прямом направлении. Таким образом, падение напряжения ΔU_a в полупроводниковых диодах не превышает 1,2 В, что выгодно отличает их от диодов других типов, в частности электровакуумных и газоразрядных (ионных).

Рассмотрим распределение неравновесных концентраций носителей заряда в прилегающих к p - n -переходу слоях (рис. 1.9, $б$), создаваемых диффузией носителей через смещенный в прямом направлении p - n -переход. Это важно для лучшего уяснения вида прямой ветви вольт-амперной характеристики диода и представления общей картины протекания тока через диод в цепи с внешним источником.

При прямом смещении p - n -перехода диффузионные составляющие тока существенно превышают дрейфовые составляющие. В связи с этим избыточные концентрации неравновесных носителей заряда в

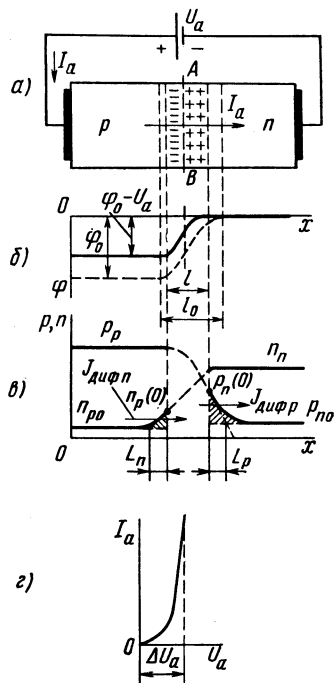


Рис. 1.9. Полупроводниковый диод при подключении внешнего напряжения в прямом направлении:

a — схема включения; $б$ — потенциальный барьер при прямом напряжении; $в$ — распределение концентраций носителей заряда; $г$ — прямая ветвь вольт-амперной характеристики

прилегающих к p - n -переходу слоях, создаваемые диффузией носителей через p - n -переход, будут значительно превышать снижение концентрации одноименных (неосновных) носителей заряда, создаваемое вследствие их ухода через p - n -переход за счет дрейфа. Иными словами, граничные концентрации электронов $n_p(0)$ и дырок $p_n(0)$, а также распределение концентрации $n_p(x)$ и $p_n(x)$ в прилегающих к переходу слоях (рис. 1.9, в) будут определяться входящими в эти слои в результате диффузии через p - n -переход электронами и дырками.

Граничные концентрации входящих в p -слой электронов $n_p(0)$ и в n -слой дырок $p_n(0)$ влияют на градиенты концентрации неравновесных носителей заряда на границе с p - n -переходом и тем самым согласно (1.8) определяют соответственно диффузионные составляющие токов $J_{\text{диф}n}$ и $J_{\text{диф}p}$, протекающие через p - n -переход.

Граничные концентрации неосновных носителей заряда связаны с прямым напряжением на p - n -переходе соотношениями

$$n_p(0) = n_{p0} e^{U_a / \varphi_T}, \quad (1.13)$$

$$p_n(0) = p_{n0} e^{U_a / \varphi_T}, \quad (1.13a)$$

где n_{p0} — равновесная концентрация электронов в p -слое; p_{n0} — равновесная концентрация дырок в n -слое.

Экспоненциальный характер зависимости граничных концентраций от приложенного прямого напряжения определяет экспоненциальную зависимость от него диффузионных составляющих, а следовательно, и анодного тока на прямой ветви вольт-амперной характеристики (рис. 1.9, г).

Диффундируя в глубь слоев, неравновесные электроны рекомбинируют с дырками p -слоя, а неравновесные дырки — с электронами n -слоя. В связи с этим концентрации неравновесных носителей заряда уменьшаются по экспоненциальному закону до значений равновесных концентраций (рис. 1.9, в). На расстоянии диффузионных длин L_n и L_p их концентрации уменьшаются в e раз.

В несимметричном p - n -переходе концентрация дырок в p -слое на несколько порядков превышает концентрацию электронов в n -слое ($p_p \gg n_n$), а для концентраций неосновных носителей заряда характерно обратное соотношение: $n_{p0} \ll p_{n0}$. Этим объясняется, что в несимметричном переходе граничная концентрация $p_n(0) \gg n_p(0)$ и ток через p - n -переход создается в основном диффузией дырок из p -слоя в n -слой (дырочной составляющей диффузионного тока). p -слой, осуществляющий эмиссию дырок через p - n -переход, называют э м и т т е р о м. Поскольку основой при получении p - n -структуры диода обычно служит полупроводниковый материал n -типа, n -слой называют б а з о й.

Неравновесная концентрация дырок в близлежащем к p - n -переходу слое базы создает положительный заряд. Его компенсируют вошедшие под действием сил электрического притяжения электроны от отрицательного полюса источника, в связи с чем базовый слой

остается электрически нейтральным. Эти электроны увеличивают концентрацию основных носителей заряда в примыкающем к p - n -переходу базовом слое (на рис. 1.9, *в* не показано). Ее распределение вдоль оси x соответствует распределению вдоль этой оси концентрации неравновесных дырок, вызванной их диффузией через p - n -переход.

Непрерывная диффузия дырок через p - n -переход и их рекомбинация с электронами в прилегающем слое базы создают непрерывный приток электронов от отрицательного полюса источника, а следовательно, и ток в рассматриваемом участке цепи. Таким образом, в то время как прямой ток в p - n -переходе определяется диффузионным током дырок, ток в основной части базового слоя и внешнем выводе обуславливается дрейфовым током электронов. В примыкающем к p - n -переходу базовом слое прямой ток равен сумме диффузионного тока дырок и дрейфового тока электронов. Уменьшение дырочной диффузионной составляющей тока по мере удаления от границы p - n -перехода объясняется уменьшением градиента концентрации дырок вследствие их рекомбинации с электронами. Описанное явление обычно наблюдается при относительно большой ширине n -слоя в так называемых диодах с толстой базой.

В диодах с тонкой базой, когда ее толщина соизмерима с диффузионной длиной дырок L_p (рис. 1.9, *в*), большинство дырок успевает в результате диффузии пройти базу без рекомбинации, в связи с чем ток в базе будет преимущественно определяться диффузионным током дырок.

Подобные процессы наблюдаются и в слое эмиттера. Избыточная концентрация электронов, созданная в прилегающей к p - n -переходу области под действием диффузии, компенсируется повышением там концентрации дырок (на рис. 1.9, *в* не показано). Однако для несимметричного p - n -перехода роль электронной составляющей диффузионного тока в общем токе, протекающем через переход, мала. Ее роль незначительна и в токе, протекающем через эмиттерный слой. Ток через эмиттерный слой обуславливается в основном дрейфовым током дырок ввиду существующей в этом слое напряженности электрического поля от внешнего источника.

Обратная ветвь вольт-амперной характеристики диода

При подключении к диоду источника внешнего напряжения в обратном направлении (рис. 1.10, *а*) потенциальный барьер возрастает на величину U_b и становится равным $\phi_0 + U_b$ (рис. 1.10, *б*). При этом увеличиваются объемный заряд в p - n -переходе и его ширина. Возросший потенциальный барьер затрудняет прохождение через p - n -переход основных носителей заряда, вследствие чего диффузионный ток, создаваемый этими носителями, уменьшается. Дрейфовый же ток, обусловленный концентрациями неосновных носителей заряда по обе стороны перехода ($J_{др} = J_{дрp} + J_{дрn}$), можно считать неизменным (рис. 1.10, *в*). Однако теперь он будет превышать диффузионный ток. Через диод будет протекать ток в обратном направлении:

$$J_b = J_{др} - J_{лиф}. \quad (1.14)$$

Обратная ветвь вольт-амперной характеристики диода показана на рис. 1.10, г. При небольших обратных напряжениях (участок 0—1) увеличение обратного тока наблюдается за счет уменьшения диффузионной составляющей. При обратном напряжении, соответствующем точке 1 и большем, основные носители заряда не способны преодолеть потенциальный барьер, в связи с чем диффузионный ток равен нулю. Этим объясняется отсутствие роста обратного тока при увеличении обратного напряжения (участок характеристики левее точки 1).

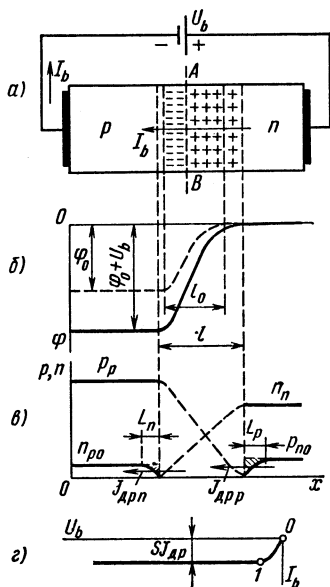


Рис. 1.10. Полупроводниковый диод при подключении внешнего напряжения в обратном направлении:

а — схема включения; б — потенциальный барьер при обратном напряжении; в — распределение концентраций носителей заряда; г — обратная ветвь вольт-амперной характеристики

Составляющие дрейфового тока ($J_{дрр}$ и $J_{дрп}$) создаются неосновными носителями заряда (дырками и электронами), диффундирующими к границам p - n -перехода из прилегающих к ним слоев. Они определяются по градиентам концентрации неосновных носителей заряда на границах p - n -перехода, т. е. из условия их диффузии в направлении перехода, и не зависят от приложенного напряжения U_b .

Обратный ток, создаваемый неосновными носителями заряда, зависит от их концентраций в p - и n -слоях, а также от рабочей по-

верхности p - n -перехода. Этим объясняется тот факт, что в мощных диодах, имеющих большую площадь p - n -перехода, обратный ток больше, чем в маломощных. Поскольку концентрация неосновных носителей заряда является функцией температуры кристалла, обратный ток диода также зависит от температуры. По этой причине обратный ток иногда называют *тепловым*. Увеличение обратного тока с ростом температуры подчиняется примерно экспоненциальному закону.

Как известно, концентрация неосновных носителей заряда уменьшается с ростом ширины запрещенной зоны на энергетической диаграмме полупроводника. Ширина запрещенной зоны в кремнии (1,12 эВ) больше, чем в германии (0,72 эВ). В силу этого обратный ток в кремниевых диодах на несколько порядков меньше, чем в германиевых, и кремниевые диоды допускают эксплуатацию при более высокой температуре полупроводниковой структуры (135—140°C против 50—60°C у германиевых диодов). Кроме того, кремниевые диоды применимы при более высоких обратных напряжениях, чем германиевые (2500—3500 В против наибольших значений 500—600 В у германиевых диодов).

Полная вольт-амперная характеристика диода

Полная вольт-амперная характеристика полупроводникового диода приведена на рис. 1.11. От характеристики идеального диода (см. рис. 1.7, в) она отличается наличием некоторого падения напряжения на приборе при пропускании прямого тока и обратного тока в случае приложения обратного напряжения.

Как известно, *прямой ток диода создается основными, а обратный — неосновными носителями заряда. Концентрация основных носителей заряда на несколько порядков превышает концентрацию неосновных носителей. Этим и обуславливаются вентиляльные свойства p - n -перехода, а следовательно, и диода.*

Проведенному теоретическому анализу вольт-амперной характеристики диода соответствует ее запись в аналитической форме:

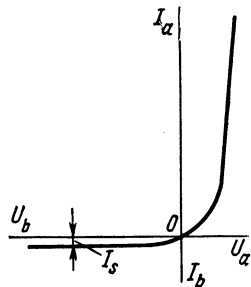


Рис. 1.11. Идеализированная вольт-амперная характеристика диода

$$I_a = I_s (e^{U/\varphi_T} - 1), \quad (1.15)$$

где $I_s = sJ_{\text{др}}$ — ток насыщения (тепловой ток), создаваемый неосновными носителями заряда; φ_T — тепловой потенциал.

При $U = 0$ согласно соотношению (1.15) $I_a = 0$. В случае приложения прямого напряжения ($U = U_a > 0$) в (1.15) единицей можно пренебречь и зависимость $I_a(U_a)$ будет иметь экспоненциальный

характер. В случае обратного напряжения ($U = U_b < 0$) можно не учитывать достаточно малую величину e^{-U_b/φ_T} и тогда $I_a = I_b = -I_s$.

Учет дополнительных факторов, влияющих на вольт-амперную характеристику диода

В проведенном анализе, позволяющем главным образом объяснить принцип действия полупроводникового диода, не учитывались некоторые факторы, отражающиеся на его реальной вольт-амперной характеристике.

На прямую ветвь вольт-амперной характеристики диода оказывает влияние объемное сопротивление слоев p - n -структуры (особенно при больших токах), увеличивающее падение напряжения ΔU_a на диоде. В кремниевых диодах это влияние более значительно, чем в германиевых, так как из-за меньшей подвижности носителей заряда удельное сопротивление кремния выше. С учетом падения напряжения в слоях в кремниевых диодах при протекании прямого тока $\Delta U_a = 0,8 \div 1,2$ В, а в германиевых $\Delta U_a = 0,3 \div 0,6$ В.

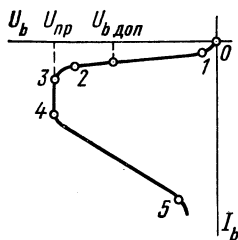


Рис. 1.12 Обратная ветвь вольт-амперной характеристики реальных диодов

На обратную ветвь вольт-амперной характеристики диода оказывают влияние ток утечки через поверхность p - n -перехода и генерация носителей заряда, которая является причиной возможного пробоя p - n -перехода. Оба фактора приводят к тому, что обратная ветвь вольт-амперной характеристики диода принимает вид, показанный на рис. 1.12.

Ток утечки связан линейной зависимостью с напряжением U_b . Он создается различными загрязнениями на внешней поверхности p - n -структуры, что повышает поверхностную электрическую проводимость p - n -перехода и обратный ток через диод. Эта составляющая обратного тока обуславливает появление наклонного участка 1—2 на характеристике диода (рис. 1.12).

Влияние генерации носителей заряда в p - n -переходе обычно сказывается при повышенных обратных напряжениях. Оно проявляется вначале в нарушении линейной зависимости изменения обратного тока от напряжения U_b (участок 2—3), а затем в резком возрастании обратного тока (участок 3—5), характеризующем пробоем p - n -перехода.

В зависимости от причин, вызывающих появление дополнительных носителей заряда в p - n -переходе, различают электрический пробой и тепловой пробой. Электрический пробой, в свою очередь, может быть лавинным или туннельным. Рассмотрим эти виды пробоя.

Лавинный пробой обусловлен лавинным размножением носителей в p - n -переходе в результате ударной ионизации атомов быстрыми носителями заряда. Он происходит следующим образом. Неосновные носители заряда, поступающие в p - n -переход при действии обратного напряжения, ускоряются полем и при движении в нем сталкиваются с атомами кристаллической решетки. При соответствующей напряженности электрического поля носители заряда приобретают энергию, достаточную для отрыва валентных электронов. При этом образуются дополнительные пары носителей заряда — электроны и дырки, которые, ускоряясь полем, при столкновении с атомами также создают дополнительные носители заряда. Описанный процесс носит лавинный характер.

Лавинный пробой возникает в широких p - n -переходах, где при движении под действием электрического поля носители заряда, встречаясь с большим количеством атомов кристалла, в промежутке между столкновениями приобретают достаточную энергию для их ионизации.

В основе туннельного пробоя лежит непосредственный отрыв валентных электронов от атомов кристаллической решетки под действием сильного электрического поля. Образующиеся при этом дополнительные носители заряда (электроны и дырки) увеличивают обратный ток через p - n -переход. Туннельный пробой развивается в узких p - n -переходах, где при сравнительно небольшом обратном напряжении имеется высокая напряженность поля.

Лавинный и туннельный пробой сопровождаются появлением почти вертикального участка 3—4 на обратной ветви вольт-амперной характеристики (рис. 1.12). Причина этого заключается в том, что небольшое повышение напряжения на p - n -переходе вызывает более интенсивную генерацию в нем носителей заряда при лавинном или туннельном пробое.

Оба эти вида пробоя являются обратимыми процессами. Это означает, что они не приводят к повреждению диода и при снижении напряжения его свойства сохраняются.

Тепловой пробой возникает за счет интенсивной термогенерации носителей в p - n -переходе при недопустимом повышении температуры. Процесс развивается лавинообразно и ввиду неоднородности p - n -перехода обычно носит локальный характер. Лавинообразное развитие теплового пробоя обуславливается тем, что увеличение числа носителей заряда за счет повышения температуры вызывает увеличение обратного тока и, следовательно, еще больший разогрев участка p - n -перехода. Процесс заканчивается расплавлением этого участка и выходом прибора из строя.

Тепловой пробой может произойти в результате перегрева отдельного участка p - n -перехода вследствие протекания большого обратного тока при лавинном или туннельном пробое (участок 4—5 на рис. 1.12). Тепловой пробой здесь является следствием недопустимого повышения обратного напряжения (перенапряжения). Велика вероятность наступления теплового пробоя при общем перегреве p - n -перехода ввиду ухудшения, например, условий теплоотвода.

В этом случае он может произойти при меньшем напряжении U_b , минуя стадии лавинного или туннельного пробоя.

Возможность теплового пробоя p - n -перехода учитывается указанием в паспорте на прибор допустимого обратного напряжения $U_{\text{доп}}$ и температурного диапазона работы. Величина допустимого обратного напряжения устанавливается с учетом исключения возможности электрического пробоя и составляет $(0,5 \div 0,8) U_{\text{пр}}$.

Емкости p - n -перехода

Емкость p - n -перехода равна сумме так называемых барьерной и диффузионной емкостей.

Барьерная (или **зарядная**) емкость характеризуется сосредоточением по обе стороны границы раздела p - и n -слоев объемных зарядов, создаваемых ионами примесей. Физическим аналогом барьерной емкости приближенно может служить емкость плоского конденсатора.

Наличие барьерной емкости проявляется протеканием тока через p - n -переход вследствие изменения объемных зарядов (а следовательно, ширины p - n -перехода) при изменении напряжения на переходе и определяется соотношением $C_b = dQ/dU$. Зарядная емкость возрастает с уменьшением толщины p - n -перехода, т. е. при снижении обратного напряжения. Она выше при прямых напряжениях, чем при обратных. Величина барьерной емкости зависит от площади p - n -перехода и может составлять десятки и сотни пикофарад. Зависимость барьерной емкости p - n -перехода от обратного напряжения используется в **варикапах** (параметрических диодах), применяемых в качестве конденсаторов переменной емкости, управляемых напряжением.

В отличие от барьерной емкости, определяемой шириной области объемного заряда p - n -перехода, **диффузионная емкость** обуславливается изменением суммарных зарядов неравновесных электронов и дырок соответственно слева и справа от p - n -перехода в результате изменения напряжения на нем (см. рис. 1.9, в). Так как эти заряды создаются за счет диффузии (инжекции) носителей через p - n -переход, диффузионную емкость следует учитывать при прямом напряжении смещения. В несимметричных p - n -переходах, для которых $p_p \gg n_n$, диффузионная емкость определяется преимущественно суммарным зарядом неравновесных дырок в n -слое, величина которого изменяется при изменении прямого напряжения.

Величина диффузионной емкости зависит от протекающего через p - n -переход прямого тока и может составлять сотни и тысячи пикофарад, т. е. она существенно больше барьерной емкости. Таким образом, при прямых напряжениях смещения емкость p - n -перехода определяется в основном диффузионной емкостью, а при обратных напряжениях, когда диффузионная емкость равна нулю, — барьерной емкостью.

При изготовлении диодов полупроводниковые *p-n*-структуры создаются по сплавной или диффузионной технологии (сплавные и диффузионные диоды).

При сплавной технологии *p-n*-переход получают путем сплавления таблетки акцепторного элемента в пластину германия или кремния *n*-типа. Акцепторным элементом для германия служит индий, а для кремния — алюминий. При этом атомы расплавленной таблетки акцепторного элемента, диффундируя в исходный полупроводник, компенсируют в его близлежащей области донорную примесь и придают этой области дырочную электропроводность.

Диффузионная технология нашла наибольшее применение при изготовлении кремниевых диодов, в частности *p-n*-переходов для диодов средней и большой мощности. Исходным материалом здесь также является кремний *n*-типа. Для создания *p*-слоя используют диффузию акцепторного элемента (бора или алюминия) через поверхность исходного материала. Диффузия может производиться из трех состояний акцепторного вещества: твердого, жидкого или газообразного. При диффузионном методе достигаются достаточно точная воспроизводимость глубины *p*-слоя и концентрации примеси в нем на большой площади *p-n*-перехода, что важно для получения требуемых параметров диодов.

Типы диодов

Промышленностью выпускаются германиевые и кремниевые диоды. Преимущества кремниевых диодов: малые обратные токи, возможность использования при более высоких температурах окружающей среды и больших обратных напряжениях, большие допустимые плотности прямого тока ($60\text{--}80\text{ А/см}^2$ против $20\text{--}40\text{ А/см}^2$ у германиевых); преимущества германиевых диодов: малое падение напряжения при пропускании прямого тока ($0,3\text{--}0,6\text{ В}$ против $0,8\text{--}1,2\text{ В}$ у кремниевых).

По назначению полупроводниковые диоды подразделяют на выпрямительные диоды малой, средней и большой мощности, импульсные диоды и полупроводниковые стабилизаторы.

Выпрямительные диоды малой мощности. К ним относятся диоды, поставляемые промышленностью на прямой ток до 300 мА. Справочным параметром выпрямительных диодов малой мощности является допустимый выпрямленный ток (допустимое среднее значение прямого тока), который определяет в заданном диапазоне температур допустимое среднее за период значение длительно протекающих через диод импульсов прямого тока синусоидальной формы при паузах в 180° (полупериод) и частоте 50 Гц. Максимальное обратное напряжение этих диодов лежит в диапазоне от десятков вольт до 1200 В. На более высокие напряжения промышленностью выпускаются выпрямительные столбы, используя-

щие последовательное соединение диодов. Обратные токи не превышают 300 мкА для германиевых диодов и 10 мкА для кремниевых. С точки зрения частотных свойств диоды рассматриваемого типа подразделяют на низкочастотные (до 400 Гц) и высокочастотные (10—20 кГц). Конструкция выпрямительных диодов малой мощности приведена на рис. 1.13, а на примере

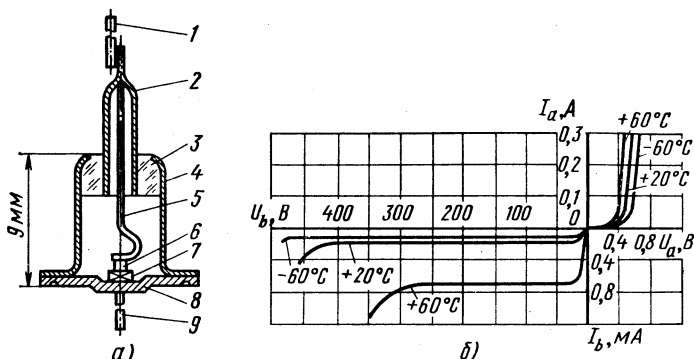


Рис. 1.13. Конструкция маломощных германиевых выпрямительных диодов Д7А — Д7Ж (а):

1 — внешний вывод (анод); 2 — трубка (штенгель); 3 — стеклянный изолятор; 4 — корпус; 5 — внутренний вывод анода; 6 — таблетка индия; 7 — кристалл германия; 8 — кристаллодержатель; 9 — внешний вывод (катод);

вольт-амперная характеристика диода Д7Ж (б)

сплавного германиевого диода Д7Ж ($I_{a, \text{ср. доп.}} = 300 \text{ мА}$, $U_{b, \text{доп.}} = 700 \text{ В}$), а его вольт-амперная характеристика — на рис. 1.13, б.

Выпрямительные диоды средней мощности. К этому типу относятся диоды, допустимое среднее значение прямого тока которых лежит в пределах 300 мА — 10 А. Большой прямой ток этих диодов по сравнению с маломощными диодами достигается увеличением размеров кристалла, в частности рабочей площади p - n -перехода. Диоды средней мощности выпускаются преимущественно кремниевыми. В связи с этим обратный ток этих диодов при сравнительно большой площади p - n -перехода достаточно мал (несколько десятков микроампер). Теплота, выделяемая в кристалле от протекания прямого и обратного токов в диодах средней мощности, уже не может быть рассеяна корпусом прибора.

Для улучшения условий теплоотвода в этих диодах применяют дополнительные охладители-радиаторы. Радиаторы изготовляют из металла, обладающего хорошей теплопроводностью (обычно сплавы алюминия) и развитой поверхностью для лучшей передачи теплоты в окружающую среду. Для улучшения излучающей способности радиаторы часто подвергают чернению. В качестве радиатора иногда может быть использовано шасси прибора. Для крепления радиатора корпус диода имеет стержень с винтовой нарезкой. Диоды с плоским основанием корпуса крепят (прижимают) к радиатору с помощью фланцевого соединения. Пример возможной конструкции выпрями-

тельных диодов средней мощности приведен на рис. 1.14, а. На рис. 1.14, б приведена вольт-амперная характеристика диода Д205 ($I_{a, \text{ср. доп}} = 400 \text{ мА}$, $U_{b, \text{доп}} = 400 \text{ В}$).

Мощные (силовые) диоды. К данному типу относятся диоды на токи от 10 А и выше. Отечественная промышленность выпускает силовые диоды на токи 10, 16, 25, 40 и т. д. до 1000 А и обратные напряжения

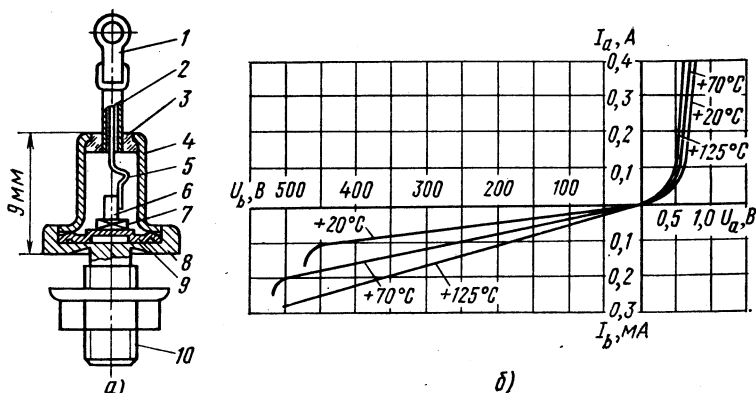


Рис. 1.14. Конструкция кремниевых выпрямительных диодов средней мощности Д202 — Д205 (а):

1 — внешний вывод (анод); 2 — трубка (штенгель); 3 — стеклянный изолятор; 4 — корпус; 5 — внутренний вывод анода; 6 — алюминий; 7 — кристалл кремния; 8 — теплоотводящее основание; 9 — кристаллодержатель; 10 — внешний вывод (катод);

вольт-амперная характеристика диода Д205 (б)

до 3500 В. Силовые диоды имеют градацию по частоте и охватывают частотный диапазон применения до десятков килогерц.

Мощные диоды изготавливают преимущественно из кремния. Кремниевая пластина с p - n -переходом, создаваемым диффузионным методом, для таких диодов представляет собой диск диаметром 10—100 мм и толщиной 0,3—0,6 мм. Пример возможной конструкции мощного диода показан на рис. 1.15.

Рассмотрим некоторые специфические особенности мощных диодов.

Работа при больших токах и высоких обратных напряжениях связана с выделением значительной мощности в p - n -переходе. В связи с этим здесь должны предусматриваться эффективные методы отвода теплоты. В установках с мощными диодами применяют воздушное и жидкостное охлаждение. При воздушном охлаждении отвод теплоты производится с помощью радиатора и проходящего вдоль его теплоотводящих ребер потока воздуха. При этом охлаждение может быть естественным, если отвод теплоты в окружающую среду определяется естественной конвекцией воздуха, или принудительным, если используется принудительный обдув корпуса прибора и его радиатора с помощью вентилятора.

При жидкостном охлаждении в радиатор по специальным каналам пропускается теплоотводящая жидкость, на-

пример, вода, антифриз, трансформаторное масло, синтетические диэлектрические жидкости. В последние годы широкое применение получило испарительное охлаждение, основанное на отводе теплоты за счет образования пузырей пара у теплоотводящей поверхности охладителя. Образовавшийся пар поступает в теплообменник, связанный с внешней средой. Система испарительного охлаждения основана на принципе непрерывного замкнутого цикла: испарение жидкости в корпусе диода в результате его нагрева в процессе работы — конденсация паров в теплообменнике вследствие охлаждения — поступление охлажденной жидкости вновь к нагретой поверхности. В качестве жидкости при испарительном охлаждении применяют воду, этиловый спирт, фреон.

Другая особенность мощных диодов — необходимость их защиты от кратковременных перенапряжений, возникающих при резких сбросах нагрузки, коммутационных и аварийных режимах, а также атмосферных воздействиях. При этом к диоду прикладывается в обратном направлении помимо напряжения, обусловленного схемой (на которое производится выбор диодов), дополнительный импульс напряжения. При отсутствии защитных мер диод может выйти из строя.

Выход диода из строя связан вначале с электрическим пробоем p - n -перехода, который затем переходит в тепловой пробой, происходящий часто не внутри p - n -перехода, а в месте выхода его на поверхность кристалла. Причина заключается в том, что в реальном диоде в месте выхода p - n -перехода на поверхность имеются участки, в которых существенно сужена область объемного заряда. Это обусловливается рядом факторов (нарушение структуры кристалла, различные загрязнения поверхности и т. д.). Естественно, что напряженность поля в этих участках выше, а напряжение электрического пробоя ниже, чем внутри p - n -перехода. Поэтому при перенапряжениях возникает электрический пробой p - n -перехода в этих участках и весь обратный ток проходит через них. Плотность тока достигает достаточно больших значений даже при сравнительно небольших обратных токах. Температура в участке пробоя резко повышается, что в конечном счете приводит к тепловому пробую и расплавлению кремния вблизи участка пробоя.

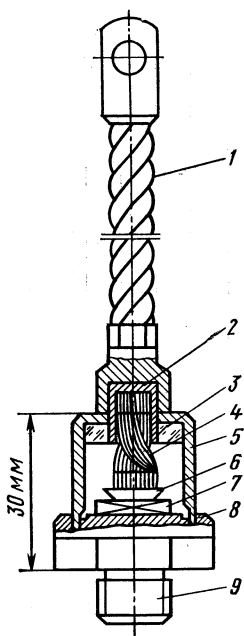


Рис. 1.15. Конструкция мощного кремниевого диода ВЛ-200:

- 1 — внешний гибкий вывод (анод); 2 — стакан;
- 3 — стеклянный изолятор; 4 — внутренний гибкий вывод анода; 5 — корпус;
- 6 — чашечка; 7 — кристалл с p - n -переходом;
- 8 — кристаллодержатель (катод); 9 — шпилька для крепления к радиатору

Таким образом, защита силового диода от перенапряжений заключается в переводе возможного электрического пробоя p - n -перехода

хода с поверхностных участков в объемные. Поверхностный пробой устраняют за счет создания косого среза (фаски) по поверхности пластины монокристалла и применения так называемого метода защитного кольца (рис. 1.16, а). Метод основан на внесении меньшей концентрации акцепторной примеси в периферийную кольцевую часть монокристалла по сравнению с внутренней. В связи с этим концентрация основных носителей заряда в периферийной части p -области будет меньшей, а толщина слоя объемного заряда (ширина p - n -перехода) — большей, чем в центральной части. Благодаря указанным мерам напряженность поля на наружной поверхности p - n -перехода будет существенно меньше, чем в его внутренней области. При наличии пере напряжений возможный электрический пробой p - n -перехода может произойти только в объемной части, причем пробой носит лавинный характер. Поэтому силовые диоды с такой p - n -структурой называют л а в и н н ы м и. Обратная ветвь вольт-амперной характеристики лавинного диода показана на рис. 1.16, б (кривая 1). Там же приведена обратная ветвь вольт-амперной характеристики обычного диода (кривая 2).

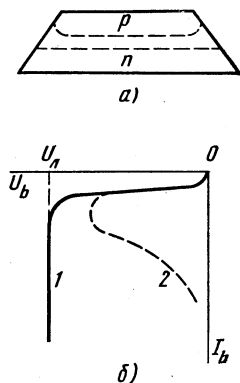


Рис. 1.16. Полупроводниковая p - n -структура лавинного диода (а) и обратная ветвь его вольт-амперной характеристики (б)

Перенос возможного электрического пробоя в объемную часть перехода обеспечивает не только повышение и стабильность уровня напряжения лавинного пробоя $U_{л}$, но и значительное повышение мощности, рассеиваемой прибором при обратном напряжении благодаря его способности пропускать достаточно большой обратный ток без перегрева локальных участков. Последнее достигается тем, что лавинный пробой p - n -перехода носит объемный характер, распределяясь по большому числу микроканалов. Лишь при значительном обратном токе, когда пробой охватывает всю объемную часть перехода, в принципе возможен перегрев прибора и выход его из строя вследствие теплового пробоя. Поэтому действие импульсов перенапряжения должно быть кратковременным даже в случае применения лавинных диодов.

Рассмотрим подробнее параметры, характеризующие загрузку мощных диодов током и напряжению и являющиеся важнейшими при их применении.

Токовая нагрузка диода зависит от теплового режима работы его полупроводниковой структуры и характеризуется максимально допустимым средним значением прямого тока $I_{a \max \text{ доп.}}$. В справочниках на диоды указывается предельный прямой ток $I_{п}$, который представляет собой среднее за период значение длительно протекающего через диод импульсов тока синусоидальной формы при паузах в 180° (полупериод) и частоте 50 Гц. Току $I_{п}$ соответствует максимально допустимая температура нагрева полупроводниковой

структуры в условиях охлаждения, оговариваемых в справочниках на диоды.

Поскольку основным критерием токовой загрузки диода является допустимая температура его полупроводниковой структуры, отличие $I_{a \max \text{ доп}}$ от $I_{\text{п}}$ зависит от конкретных условий охлаждения в реальном устройстве. Важную роль при выборе токовой нагрузки играет форма кривой тока, протекающего через диод, и частота. Так, например, при той же форме кривой прямого тока, для которой указывается ток $I_{\text{п}}$, но частоте, много меньшей 50 Гц, существенно будут сказываться колебания температуры полупроводниковой структуры, обусловливаемые повышением температуры при протекании импульсов тока и ее понижением при охлаждении в токовых паузах. Максимальное значение температуры может превысить допустимое, что приводит нередко к повреждению прибора. При этом ток $I_{a \max \text{ доп}}$ следует выбирать меньше тока $I_{\text{п}}$. Данные для выбора диодов по току, соответствующие конкретным видам кривой протекающего тока, приводятся в справочниках. В основу расчетов положена мощность потерь в полупроводниковой структуре диода в процессе его работы. В подавляющем большинстве случаев ток $I_{\text{п}}$ является предельно допустимым параметром использования диода по току при длительной работе.

Мощные диоды характеризуются также токовыми параметрами режима перегрузки и аварийного режима (ток рабочей перегрузки, ток аварийной перегрузки, ударный ток). Током рабочей перегрузки $I_{\text{р.п}}$ называют среднее значение тока диода, не вызывающего превышения максимально допустимой температуры полупроводниковой структуры из-за малого (указываемого в справочниках) времени его протекания ($I_{\text{р.п}} > I_{a \max \text{ доп}}$). Току аварийной перегрузки $I_{\text{а.п}}$ соответствует среднее значение прямого тока, воздействие которого допускается лишь ограниченное число раз за время службы прибора ($I_{\text{а.п}} > I_{\text{р.п}}$). При этом предполагается принятие защитных мер от выхода диода из строя. Ударный ток $I_{\text{уд}}$ определяет максимальную амплитуду импульса аварийного тока синусоидальной формы длительностью 10 мс при нормируемой начальной температуре полупроводниковой структуры без последующего приложения обратного напряжения ($I_{\text{уд}} > I_{a \max \text{ доп}}$). При этом предполагается, что ко времени окончания действия ударного тока средства защиты успевают исключить дальнейшее протекание тока через диод.

Специфика работы мощных диодов проявляется и в необходимости более тщательного подхода к их выбору по обратному напряжению.

В процессе работы к диоду могут прикладываться периодически повторяющиеся дополнительные перенапряжения, обусловливаемые внутренними факторами (например, при переходе диода из открытого состояния в закрытое), а также случайные неповторяющиеся перенапряжения, вызываемые внешними причинами (атмосферными воздействиями или перенапряжениями в питающей сети). В связи с этим для выбора диода по напряжению используют три каталожных параметра: рекомендуемое рабо-

чее напряжение U_p , определяющее максимально допустимое обратное напряжение диода без учета возможных перенапряжений; повторяющееся напряжение U_n и неповторяющееся напряжение U_{np} , характеризующие значения обратного напряжения с учетом соответственно внутренних и внешних факторов ($U_{np} > U_n > U_p$). Для лавинных диодов $U_{np} = U_{л}$ (см. рис. 1.16, б).

В ряде мощных преобразовательных установок требования к среднему значению прямого тока, обратному напряжению (или к обоим параметрам), превышают номинальные значения параметров существующих диодов. В этих случаях задача решается параллельным или последовательным (а при необходимости и параллельно-последовательным) соединением диодов.

Параллельное соединение диодов предназначено для увеличения суммарного прямого тока. Оно используется с принятием мер по выравниванию прямых токов приборов, входящих в группу. Это необходимо для исключения перегрузки по току отдельных диодов, приводящей к выходу их из строя вследствие перегрева. Причиной неравномерного распределения токов является несовпадение прямых ветвей вольт-амперных характеристик приборов ввиду разброса параметров. Неравномерность токораспределения в двух диодах при их непосредственном параллельном соединении вследствие различия прямых ветвей вольт-амперных характеристик иллюстрирует рис. 1.17, а. Для выравнивания токов используют диоды с малым различием прямых ветвей вольт-амперных характеристик (производят их подбор по прямой ветви вольт-амперной характеристики). Широко распространены также индуктивные делители тока (рис. 1.17, б). При введении в каждую из параллельных ветвей дополнительной индуктивности возникает э. д. с. самоиндукции при нарастании тока в ветвях, вследствие чего различие токов в параллельных ветвях, вызванное разбросом параметров диодов, становится менее ощутимым. Выравнивание токов может быть в принципе обеспечено и введением в параллельные ветви дополнительных активных сопротивлений, однако при этом создаются дополнительные потери мощности, особенно при больших токах.

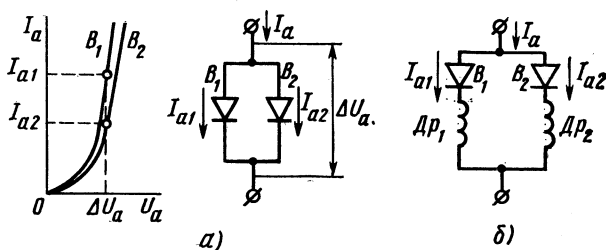


Рис. 1.17. Прямые ветви вольт-амперных характеристик диодов, используемых для параллельного соединения (а); схема выравнивания токов диодов с помощью индуктивных делителей тока (б)

Последовательное соединение диодов предназначено для увеличения суммарного допустимого обратного напряжения. При воздействии обратного напряжения через диоды, включенные последовательно, протекает одинаковый обратный ток I_b (рис. 1.18, а). Однако ввиду неизбежного различия обратных ветвей вольт-амперных характеристик общее напряжение будет рас-

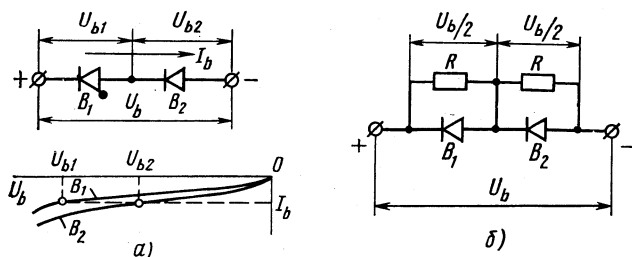


Рис. 1.18. Схема последовательного соединения диодов и обратные ветви их вольт-амперных характеристик (а); схема выравнивания обратных напряжений, прикладываемых к диодам (б)

пределяться по диодам неравномерно. К диоду, у которого обратная ветвь вольт-амперной характеристики идет выше, будет приложено большее напряжение.

Неравномерность распределения напряжения на последовательно работающих диодах является нежелательной. Превышение хотя бы на одном из диодов обратного напряжения над напряжением пробоя может привести к пробое не только данного, но и всех остальных диодов вследствие повышения на них обратного напряжения.

Для исключения неравномерного распределения обратного напряжения диоды в последовательной цепи шунтируют резисторами R (рис. 1.18, б). Выбор сопротивления шунтирующих резисторов производят, исходя из того, чтобы ток, протекающий через резистор R , был на порядок больше обратного тока диодов. При этом неидентичность обратных ветвей вольт-амперных характеристик диодов будет слабо влиять на равномерность распределения обратных напряжений.

Импульсные диоды. Импульсные диоды нашли широкое применение в маломощных схемах промышленной электроники и автоматики. Требования, предъявляемые к этим диодам, связаны с обеспечением быстрой реакции прибора на импульсный характер подводимого напряжения — малым временем перехода диода из закрытого состояния в открытое и обратно.

Инерционность процесса переключения диода из закрытого состояния в открытое обусловливается продолжительностью времени, требуемого для накопления необходимых концентраций неравновесных носителей заряда в близлежащих к p - n -переходу слоях (дырок в n -слое и электронов в p -слое) посредством возникшей за счет прямого напряжения диффузии носителей

заряда через переход (см. рис. 1.9, в). Вследствие этого падение напряжения на диоде при отпирации сначала имеет относительно большую величину, а затем, снижаясь, достигает установившегося значения. Время, в течение которого падение напряжения на диоде спадает от максимального до 1,2 установившегося значения, называют временем установления прямого сопротивления ($t_{уст}$).

Процесс переключения диода из открытого состояния в закрытое при быстром изменении полярности подводимого напряжения характеризуется резким увеличением обратного тока (иногда на один-два порядка больше установившегося значения) и его спаданием до установившегося значения в течение некоторого интервала времени. Такой характер изменения обратного тока свидетельствует о постепенном восстановлении высокого сопротивления диода в обратном направлении при переводе его в непроводящее состояние.

Возникновение броска обратного тока обусловлено тем, что избыточные неосновные носители заряда, созданные по обе стороны p - n -перехода на этапе протекания прямого тока (см. рис. 1.9, в), втягиваются полем обратно в p - n -переход под действием приложенного к нему обратного напряжения. Обратный ток спадает до номинального значения лишь после того, как концентрации неосновных носителей заряда по обе стороны p - n -перехода достигнут установившихся значений (см. рис. 1.10, в) вследствие ухода носителей заряда через переход и рекомбинации с носителями заряда противоположного знака. Время, в течение которого обратный ток достигает 1,2 установившегося значения, называют временем восстановления обратного сопротивления ($t_{восст}$).

Таким образом, время $t_{уст}$ определяет длительность процесса накопления неравновесных носителей заряда в приграничных к p - n -переходу n - и p -слоях при отпирации диода, а время $t_{восст}$ — длительность процесса их рассасывания при запирации. В диодах с несимметричным p - n -переходом ($p_p \gg n_n$) главную роль в этих процессах играют соответственно накопление и рассасывание дырок в базе.

Значения параметров $t_{уст}$ и $t_{восст}$ в импульсных диодах могут составлять от долей наносекунды до сотен наносекунд ($1 \text{ нс} = 10^{-9} \text{ с}$). Малые значения этих параметров достигаются за счет уменьшения времени жизни дырок в базе. Импульсные диоды имеют малую площадь p - n -перехода, а их базовый слой обладает повышенной рекомбинационной способностью носителей заряда. Последняя обуславливается примесью золота, атомы которого создают эффективные центры рекомбинации (ловушки) для носителей заряда.

Кремниевые стабилитроны. В полупроводниковых стабилитронах используется свойство незначительного изменения обратного напряжения на p - n -переходе при электрическом (лавинном или туннельном) пробое (рис. 1.19). Как указывалось, это связано с тем, что небольшое увеличение напряжения на p - n -переходе в режиме электрического пробоя вызывает более интенсивную генерацию носителей заряда и значительное увеличение обратного тока. Участок 1—2 на

рис. 1.19 является рабочим участком вольт-амперной характеристики полупроводникового стабилитрона.

Главным параметром прибора является напряжение стабилизации, равное напряжению пробоя $U_{пр}$. Шкала напряжений у промышленных типов стабилитронов лежит в пределах 3—180 В.

Точка 1 на характеристике соответствует минимальному току стабилитрона, при котором наступает пробой. Необходимость получения

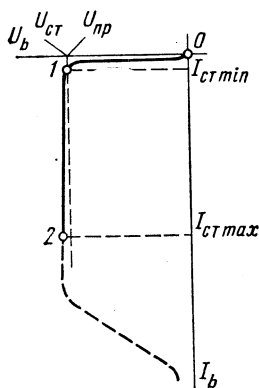


Рис. 1.19. Вольт-амперная характеристика полупроводникового стабилитрона

малого значения $I_{ст min}$ является одной из причин выполнения стабилитронов из кремния. Точке 2 соответствует максимальный ток стабилитрона, достижение которого еще не грозит тепловым пробоем p - n -перехода. В зависимости от типа стабилитрона величина $I_{ст max}$ может составлять от 2 мА до 1,5 А. Параметром, характеризующим наклон рабочего участка характеристики, является динамическое сопротивление стабилитрона $r_d = \Delta U_{ст} / \Delta I_{ст}$. Величина r_d для низковольтных стабилитронов лежит в пределах 1—30 Ом, а для высоковольтных — 18—300 Ом. Показателем зависимости напряжения $U_{ст}$ от температуры служит температурный коэффициент нестабильности напряжения (ТКН). Он определяет изменение в процентах напряжения $U_{ст}$ при изменении температуры окружающей среды на 1°C . Для кремниевых стабилитронов ТКН может быть положительным и отрицательным и составлять в зависимости от типа прибора 0,0005—0,2 %/ $^\circ\text{C}$.

§ 1.3. БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Транзистор, или полупроводниковый триод, являясь управляемым элементом, нашел широкое применение в схемах усиления, а также в импульсных схемах. Отсутствие накала, малые габариты и стоимость, высокая надежность — таковы преимущества, благодаря которым транзистор вытеснил из большинства областей техники электронные лампы.

Биполярный транзистор представляет собой трехслойную полупроводниковую структуру с чередующимся типом электропроводности слоев и содержит два p - n -перехода. В зависимости от чередования слоев существуют транзисторы типов p - n - p и n - p - n (рис. 1.20, а, б). Их условное обозначение на электронных схемах показано на рис. 1.20, в, г. В качестве исходного материала для получения трехслойной структуры используют германий и кремний (германиевые и кремниевые транзисторы).

Трехслойная транзисторная структура создается по сплавной или диффузионной технологии, по которой выполняется и двухслойная p - n -структура полупроводниковых диодов (см. § 1.2). Трехслойная транзисторная структура типа p - n - p , выполненная по сплавной

технологии, показана на рис. 1.20, *д*. Пластина полупроводника *n*-типа является основанием, базой (отсюда и название слоя) конструкции. Два наружных *p*-слоя создаются в результате диффузии в них акцепторной примеси при сплавлении с соответствующим материалом. Один из слоев называется эмиттерным, а другой —

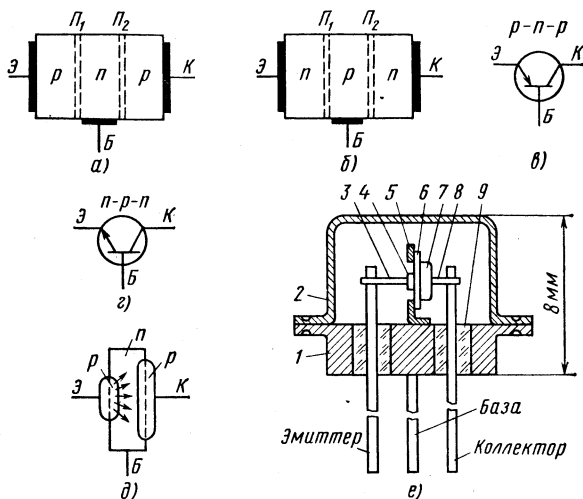


Рис. 1.20. Полупроводниковая структура транзисторов типов *p-n-p* (*а*) и *n-p-n* (*б*); их условные обозначения в электронных схемах (*в*, *г*); сплавная транзисторная структура типа *p-n-p* (*д*); пример конструктивного исполнения маломощного транзистора (*е*):

1 — донце корпуса; 2 — колба; 3 — внутренний вывод эмиттера; 4 — таблетка индия; 5 — кристаллодержатель; 6 — пластина германия *n*-типа; 7 — таблетка индия; 8 — внутренний вывод коллектора; 9 — стеклянный изолятор

коллекторным. Так же называются и *p-n*-переходы, создаваемые этими слоями со слоем базы, а также внешние выводы от этих слоев.

Функция эмиттерного перехода — инжектирование (эмиттирование) носителей заряда в базу, функция коллекторного перехода — сбор носителей заряда, прошедших через базовый слой. Чтобы носители заряда, инжектируемые эмиттером и проходящие через базу, полностью собирались коллектором, площадь коллекторного перехода делают больше площади эмиттерного перехода. Пример конструктивного исполнения маломощного транзистора показан на рис. 1.20, *е*.

В транзисторах типа *n-p-n* функции всех трех слоев и их названия аналогичны, изменяется лишь тип носителей заряда, проходящих через базу: в приборах типа *p-n-p* — это дырки, в приборах типа *n-p-n* — электроны.

Принцип действия транзистора и его основные параметры

Принцип действия биполярного транзистора рассмотрим на примере структуры типа $p-n-p$ (рис. 1.21, а). Сначала покажем распределение концентрации носителей заряда в слоях транзисторной структуры и разности потенциалов, создаваемой объемными зарядами $p-n$ -переходов, в отсутствие внешних напряжений (рис. 1.21, б, в). Обозначение концентраций основных и неосновных носителей заряда здесь то же, что и для диода. Индекс «0» в обозначениях указывает на распределение концентраций в слоях в отсутствие внешних напряжений. Соотношение концентраций основных носителей заряда

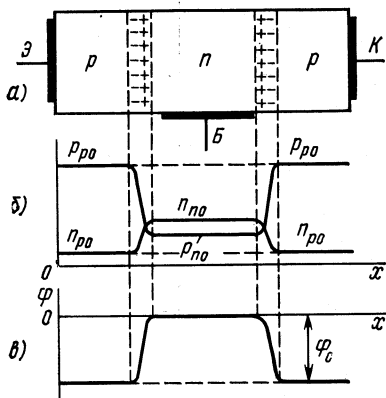


Рис. 1.21. Транзисторная структура типа $p-n-p$ (а), распределение концентраций носителей заряда (б) и внутренней разности потенциалов (в) в отсутствие внешних напряжений

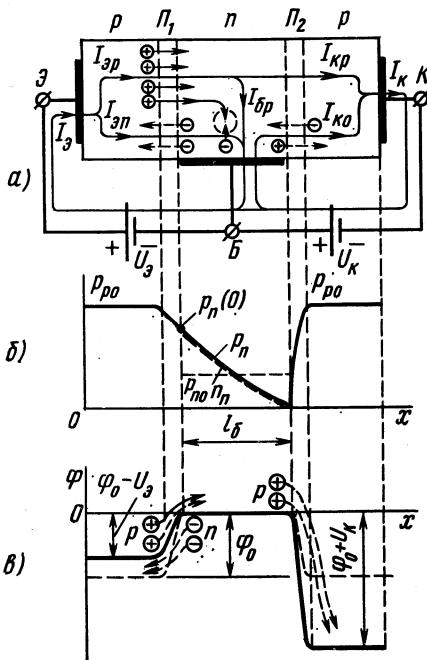


Рис. 1.22. Транзисторная структура типа $p-n-p$ (а), распределение концентраций носителей заряда (б) и внутренней разности потенциалов (в) при наличии внешних напряжений

в эмиттерном и коллекторном слоях транзистора несущественно, и на рис. 1.21, б они приняты одинаковыми. Отличие же в концентрациях основных носителей заряда эмиттерного и базового слоев весьма важно, так как оно влияет (что будет показано в дальнейшем) на параметры транзистора, в частности на коэффициент передачи тока α . Концентрация основных носителей заряда в базе должна быть много меньше концентрации основных носителей заряда в эмиттере, т. е. $p_{p0} \gg n_{n0}$. Таким образом, для транзистора базовый слой должен быть более высокоомным, чем эмиттерный. Это достигается за счет использования высокоомного исходного полупроводника n -типа. С учетом того, что для определенной температуры произведение pn — величина постоянная, полная картина распределения концен-

траций в слоях транзистора будет иметь вид, показанный на рис. 1.21, б.

В отсутствие внешних напряжений на границах раздела трех слоев образуются объемные заряды, создается внутреннее электрическое поле и между слоями действует внутренняя разность потенциалов. Потенциальный барьер в каждом из переходов устанавливается такой величины, чтобы обеспечивалось равновесие диффузионного и дрейфового потоков носителей заряда, движущихся через переходы в противоположных направлениях, т. е. равенство нулю протекающего через них тока (см. § 1.2). Поскольку концентрации основных (и неосновных) носителей заряда в эмиттерном и коллекторном слоях приняты одинаковыми, потенциальные барьеры в обоих p - n -переходах согласно выражению (1.11) будут равны. Если за нулевой уровень отсчета принять потенциал базы, то распределение разности потенциалов в транзисторе в отсутствие внешних напряжений будет иметь вид, показанный на рис. 1.21, в.

Внешние напряжения подключают к транзистору таким образом, чтобы обеспечивалось смещение эмиттерного перехода в прямом направлении, а коллекторного перехода — в обратном направлении. Это достигается с помощью двух источников напряжения $U_э$ и $U_к$ (рис. 1.22, а). Напряжение $U_э$ подключается положительным полюсом к эмиттеру относительно базы, напряжение $U_к$ — отрицательным полюсом к коллектору относительно базы (схема с общей базой).

Изучим процессы, протекающие в эмиттерном переходе, базовом слое и коллекторном переходе транзистора.

Поскольку в эмиттерном переходе внешнее напряжение $U_э$ действует в прямом направлении, потенциальный барьер для дырок — основных носителей зарядов эмиттерного слоя — уменьшается и дырки из эмиттера под действием диффузии будут в большем количестве переходить (инжектировать) в область базы (рис. 1.22, а, в). Аналогичным образом увеличится диффузионный поток электронов (основных носителей заряда области базы) в эмиттер. С учетом достаточно малой для смещенного в прямом направлении p - n -перехода составляющей дрейфового тока, создаваемой неосновными носителями заряда областей, ток эмиттерного перехода и цепи эмиттера можно записать в виде

$$I_э = I_{эp} + I_{эн}. \quad (1.16)$$

Дырочная составляющая тока $I_{эp}$ создается потоком дырок, переходящих из эмиттера в базу. Большинство дырок в последующем достигает коллектора и вызывает коллекторный ток транзистора. Электронная составляющая тока $I_{эн}$ обусловлена движением электронов из базы в эмиттер. Она замыкается по входной цепи через источник $U_э$ и не используется полезно (для создания тока в коллекторной цепи). Таким образом, функция эмиттерного перехода и процессы в эмиттерном переходе сводятся к инжекции носителей заряда (дырок) в базу.

Одним из важнейших показателей эмиттерного перехода является так называемый коэффициент инжекции γ , показывающий, какую часть от полного эмиттерного тока составляет его дырочная составляющая:

$$\gamma = I_{\text{эп}}/I_{\text{э}}. \quad (1.17)$$

С точки зрения качества эмиттерного перехода необходимо, чтобы электронная составляющая эмиттерного тока $I_{\text{эн}}$ была существенно меньше его дырочной составляющей $I_{\text{эп}}$. Это достигается значительным (на два-три порядка) превышением концентрации основных носителей заряда (дырок) в эмиттере над концентрацией основных носителей заряда (электронов) в базе ($p_{\text{эп}} \gg n_{\text{но}}$). Как указывалось, задача решается применением высокоомного исходного полупроводника для создания базового слоя и введением большой концентрации акцепторной примеси для получения эмиттерного слоя. Для выпускаемых промышленностью транзисторов коэффициент инжекции $\gamma = 0,97 \div 0,995$.

Процессы в базовом слое определяются в основном поведением дырок, перешедших в базу через эмиттерный переход. Инжектируемые дырки, попадая в базовый слой, повышают концентрацию дырок в базе вблизи эмиттера по сравнению с равновесной концентрацией $p_{\text{но}}$ (рис. 1.22, б). На границе с эмиттерным переходом создается концентрация дырок $p_n(0)$. Величину этой концентрации, зависящей от подведенного напряжения $U_{\text{э}}$, находят из соотношения, аналогичного (1.13а) для диода:

$$p_n(0) = p_{\text{но}} e^{U_{\text{э}}/\varphi_T}. \quad (1.18)$$

Под действием концентрации $p_n(0)$ развивается диффузионное движение дырок в базе в сторону коллектора, т. е. в направлении меньшей концентрации. Концентрация дырок в базе на границе с коллекторным переходом устанавливается близкой к нулю, так как дошедшие до коллекторного перехода под действием диффузии дырки ускоряются полем перехода и перебрасываются в коллектор. Установившееся при определенном напряжении $U_{\text{э}}$ (определенном токе эмиттера и соответствующей величине $p_n(0)$) распределение концентрации дырок в базе показано на рис. 1.22, б.

Ввиду относительно малой толщины базового слоя l_b (соизмеримой с диффузионной длиной дырок L_p) закон распределения концентрации дырок в базе при диффузии $p_n(x)$ близок к линейному. Градиент концентрации дырок в базе в соответствии с выражением (1.8а) определяет диффузионный ток дырок в ней в направлении коллекторного перехода.

Описанный характер движения дырок в базе возможен только тогда, когда количество находящихся в объеме базы дырок равно количеству электронов, а распределения их концентраций близки (объемный заряд дырок скомпенсирован объемным зарядом электронов), т. е. при условии электрической нейтральности базы.

Электроны, компенсирующие объемный заряд дырок, поступают по цепи базы одновременно с дырками, входящими в слой базы сразу же после подключения напряжений $U_э$ и $U_к$. В установившемся режиме концентрации дырок p_n и электронов n_n близки. Распределение концентрации электронов на рис. 1.22, б показано пунктирной кривой.

Наличие дырок и электронов в базе приводит к тому, что в процессе диффузии некоторая часть дырок рекомбинирует с электронами (рис. 1.22, а). В результате актов рекомбинации количество дырок, дошедших до коллектора, не будет равно количеству дырок, поступивших из эмиттера, и, следовательно, дырочная составляющая коллекторного тока $I_{кp}$ будет меньше дырочной составляющей эмиттерного тока $I_{эp}$. Вследствие рекомбинации некоторого числа дырок с электронами в процессе их движения через базу концентрация дырок уменьшается, что приводит к уменьшению их градиента концентрации по оси x и некоторому отлнчию кривой $p_n(x)$ от линейного закона (рис. 1.22, б).

Вместе с тем акты рекомбинации дырок с электронами создают недостаток электронов, требующихся для компенсации дырок, постоянно входящих в базу из эмиттера. Необходимые электроны поступают по цепи базы, создавая базовый ток транзистора $I_{бp}$ (рис. 1.22, а). Следовательно, разность между дырочными составляющими эмиттерного и коллекторного токов представляет собой ток базы, обусловленный рекомбинацией в ней дырок. В соответствии с этим запишем соотношение для дырочных составляющих токов транзистора:

$$I_{эp} = I_{кp} + I_{бp}. \quad (1.19)$$

Для определения части дырок, прошедшей из эмиттера в коллектор, вводят коэффициент переноса дырок в базе δ , который равен отношению дырочной составляющей коллекторного тока к дырочной составляющей эмиттерного тока:

$$\delta = I_{кp} / I_{эp}. \quad (1.20)$$

Желательно, чтобы величина коэффициента δ как можно меньше отличалась от единицы. Способы приближения к единице коэффициента δ направлены на сокращение потерь дырок в базе за счет актов рекомбинации. Это достигается увеличением времени жизни дырок в базе и сокращением времени их нахождения в базе. Сокращение времени нахождения дырок в базе связано с уменьшением толщины базового слоя $l_б$ и увеличением скорости их прохождения через базу. Последнее используется в так называемых дрейфовых транзисторах путем создания в слое базы ускоряющего поля. Типовые значения коэффициента δ для транзисторов лежат в пределах 0,96—0,996.

Изложенное позволяет уяснить и роль коллекторного p - n -перехода, предназначенного для перевода дырок, достигших этого перехода, в коллекторную область (рис. 1.22, в).

Коллекторный ток транзистора $I_к$, обусловленный дырочной составляющей $I_{кp}$ (рис. 1.22, а), связан с током эмиттера $I_э$ коэффициентом передачи тока α :

$$\alpha = I_{kp}/I_{\varepsilon}. \quad (1.21)$$

Умножив числитель и знаменатель равенства (1.21) на $I_{\varepsilon p}$, получим

$$\alpha = \frac{I_{\varepsilon p}}{I_{\varepsilon}} \frac{I_{kp}}{I_{\varepsilon p}} = \gamma \delta. \quad (1.22)$$

Следовательно, коэффициент α тем ближе к 1, чем меньше отличаются от 1 коэффициенты γ и δ . Способы приближения к 1 коэффициента α связаны со способами увеличения коэффициентов γ и δ (увеличение разности концентраций основных носителей заряда в слоях эмиттера и базы, увеличение времени жизни дырок в базе, уменьшение ширины базового слоя, создание ускоряющего поля в слое базы).

Наличие коллекторного перехода, включенного в обратном направлении, приводит к появлению дополнительной неуправляемой

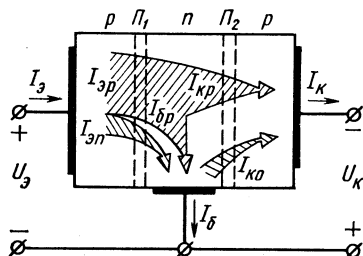


Рис. 1.23. Диаграмма составляющих токов в транзисторе

составляющей тока коллектора, обусловленной протеканием обратного тока коллекторного перехода I_{k0} (рис. 1.22, а). Как известно (см. § 1.2), обратный ток создается дрейфом неосновных носителей заряда из близлежащих областей обратно включенного p - n -перехода, в данном случае концентрациями дырок p_{n0} в базе и электронов n_{p0} в коллекторе (см. рис. 1.21, б). Поскольку концентрации неосновных носителей заряда зависят от температуры, величина обратного тока также зависит от нее, поэтому этот

ток часто называют *тепловым*. От величины тока эмиттера ток I_{k0} не зависит. На рис. 1.23 дана наглядная картина протекания токов через транзистор в рассматриваемой схеме.

В соответствии с изложенным ток эмиттера I_{ε} равен сумме дырочной $I_{\varepsilon p}$ и электронной $I_{\varepsilon n}$ составляющих: $I_{\varepsilon} = I_{\varepsilon p} + I_{\varepsilon n}$. Ток коллектора I_k состоит из дырочной составляющей I_{kp} и теплового тока I_{k0} ($I_k = I_{kp} + I_{k0}$). Ток базы I_{δ} равен алгебраической сумме электронной составляющей тока эмиттера $I_{\varepsilon n}$, рекомбинационной дырочной составляющей $I_{\delta p}$ и теплового тока I_{k0} ($I_{\delta} = I_{\varepsilon n} + I_{\delta p} - I_{k0}$).

Управляющее свойство транзистора, характеризующее изменение выходного (коллекторного) тока I_k под действием подводимого входного тока I_{ε} (или напряжения U_{ε}), обуславливается изменением дырочной составляющей коллекторного тока I_{kp} за счет изменения дырочной составляющей эмиттерного тока $I_{\varepsilon p}$ (рис. 1.23). Таким образом, принцип действия биполярного транзистора основан на создании транзитного (проходящего) потока носителей заряда из эмиттера в коллектор через базу и управлении коллекторным (выходным) током за счет изменения эмиттерного (входного) тока. Следовательно, биполярный транзистор управляется током.

Основное соотношение для токов транзистора составляется по первому закону Кирхгофа:

$$I_9 = I_K + I_6. \quad (1.23)$$

С учетом теплового тока I_{K0} и соотношения (1.21) токи I_K и I_6 можно выразить через I_9 :

$$I_K = \alpha I_9 + I_{K0}, \quad (1.24)$$

$$I_6 = (1 - \alpha) I_9 - I_{K0} \quad (1.25)$$

Статические вольт-амперные характеристики транзистора

При использовании транзисторов в различных схемах представляют практический интерес зависимости напряжения и тока входной цепи (входные вольт-амперные характеристики) и выходной цепи (выходные или коллекторные вольт-амперные характеристики). Эти характеристики могут быть записаны аналитически или построены графически. Последний способ наиболее прост и нагляден, поэтому он нашел преобладающее применение. Вольт-амперные характеристики снимают при относительно медленных изменениях тока и напряжения (по постоянному току), в связи с чем их называют статическими. Вид характеристик зависит от способа включения транзистора.

Существуют три способа включения транзистора: с общей базой (ОБ), общим эмиттером (ОЭ) и общим коллектором (ОК). О способе включения с общей базой говорилось при рассмотрении принципа действия транзистора. Различие в способах включения зависит от того, какой из выводов транзистора является общим для входной и выходной цепей. В схеме ОБ общей точкой входной и выходной цепей является база, в схеме ОЭ — эмиттер, в схеме ОК — коллектор.

В силу того, что статические характеристики транзистора в схемах ОЭ или ОК примерно одинаковы, далее рассматриваются характеристики только для двух способов включения: ОБ и ОЭ.

Схема ОБ (рис. 1.24). Выходные характеристики транзистора в схеме ОБ отражают зависимость тока коллектора I_K от напряжения на коллекторе относительно базы U_{KB} при фиксированном токе эмиттера I_9 : $I_K = F(U_{KB})I_9 = \text{const}$ (рис. 1.25, а). Здесь, как и ранее, рассматривается транзистор типа $p-n-p$, поэтому напряжение U_{KB} отрицательное.

Вольт-амперные характеристики имеют три характерные области: I — сильная зависимость I_K от U_{KB} (нелинейная начальная область),

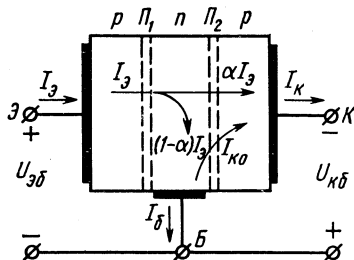


Рис. 1.24. Схема включения транзистора с общей базой (схема ОБ)

II — слабая зависимость I_k от $U_{кб}$ (линейная область), III — пробой коллекторного перехода.

Для схемы ОБ характерно расположение начальной области I левее оси ординат. Это обусловлено тем, что напряжение на коллекторном переходе транзистора в схеме ОБ определяется суммой внутренней разности потенциалов φ_0 и внешнего напряжения $U_{кб}$. При $U_{кб} = 0$ и заданном токе эмиттера дырки перебрасываются в коллектор из базы под действием внутренней разности потенциалов φ_0 ; при $U_{кб} = 0$ ток $I_k \neq 0$. Чтобы уменьшить ток I_k , нужно создать встречный поток дырок через переход, т. е. перевести коллекторный

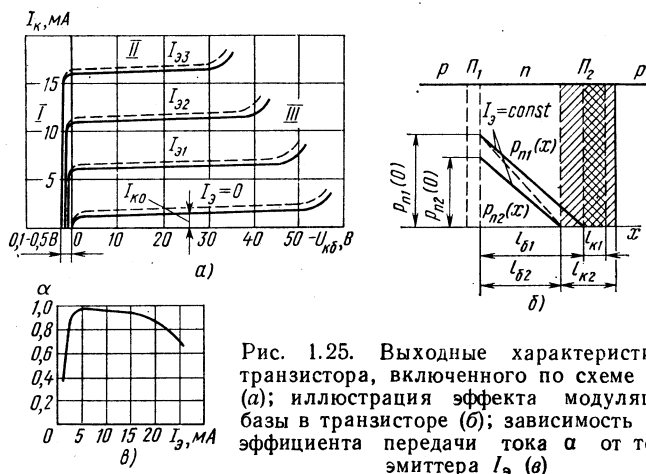


Рис. 1.25. Выходные характеристики транзистора, включенного по схеме ОБ (а); иллюстрация эффекта модуляции базы в транзисторе (б); зависимость коэффициента передачи тока α от тока эмиттера $I_э$ (в)

переход путем изменения полярности напряжения $U_{кб}$ в режим инжекции носителей заряда (в режим эмиттера). При подаче некоторого напряжения положительной полярности $U_{кб}$ (на рис. 1.25, а откладывается влево от точки 0) потоки дырок через коллекторный переход будут взаимно скомпенсированы и ток $I_э = 0$. Естественно, что с увеличением тока $I_э$ для этого необходимо подать напряжение $U_{кб}$ большей величины. Этим объясняется смещение влево начальных участков характеристик при большем токе $I_э$.

Особенностью характеристик в области II является их небольшой подъем при увеличении напряжения $U_{кб}$.

Некоторое увеличение тока I_k обуславливается увеличением коэффициента передачи тока α транзистора вследствие возникающего эффекта модуляции толщины базового слоя (эффекта модуляции базы), а также роста тока $I_{к0} = F(U_{кб})$.

Эффект модуляции базы связан с расширением коллекторного перехода l_k за счет увеличения объемного заряда в нем (см. § 1.2), вызванного повышением напряжения $U_{кб}$ (рис. 1.25, б). Поскольку расширение перехода происходит главным образом за счет базового слоя, как более высокоомного, повышение напряжения $U_{кб}$ приводит

к уменьшению толщины базового слоя l_b , а следовательно, к уменьшению числа актов рекомбинаций дырок с электронами в ней, увеличению коэффициента α и тока I_K .

Эффект модуляции базы иллюстрируется рис. 1.25, б, на котором обозначения с индексом 1 относятся к напряжению U_{K61} , а с индексом 2 — к напряжению U_{K62} ($U_{K62} > U_{K61}$).

Постоянство задаваемого тока I_9 при снятии коллекторных характеристик обуславливает постоянство градиента концентрации дырок dp/dx на границе перехода Π_1 с базой. В связи с этим кривые распределения концентраций в базе $p_{n2}(x)$ и $p_{n1}(x)$ идут параллельно друг другу. Из рис. 1.25, б следует, что начальные уровни концентраций дырок на границе эмиттерного перехода с базой получаются неодинаковыми, в частности $p_{n1}(0) > p_{n2}(0)$. Это может быть, как следует из выражения (1.18), только в случае уменьшения напряжения на переходе Π_1 . Таким образом, изменение тока I_K с изменением напряжения U_{K6} при $I_9 = \text{const}$, связанное с изменением коэффициента α из-за эффекта модуляции базы, сопровождается также изменением напряжения на эмиттерном переходе. Иными словами, модуляция базы создает внутреннюю обратную связь по напряжению в транзисторе.

Если предположить, что для транзистора задается не ток I_9 , а напряжение U_{96} , определяющее напряжение на эмиттерном переходе, то при подаче напряжения $U_{K62} > U_{K61}$ концентрация дырок не изменится ($p_{n2}(0) = p_{n1}(0)$) и кривая $p_{n2}(x)$ примет вид, показанный на рис. 1.25, б пунктирной линией. Большой наклон пунктирной кривой отражает увеличение эмиттерного тока I_{92} по сравнению с I_{91} , а следовательно, и коллекторного тока. В данном случае изменение тока коллектора при проявлении эффекта модуляции базы наблюдается не только за счет изменения коэффициента α , но и за счет обратной связи, влияющей на ток эмиттера.

Некоторое возрастание тока I_K на выходных характеристиках при повышении напряжения U_{K6} вследствие увеличения коэффициента α за счет эффекта модуляции базы (рис. 1.25, а) характеризуется дифференциальным сопротивлением коллекторного перехода $r_{K(5)} = \left. \frac{dU_{K6}}{dI_K} \right|_{I_9=\text{const}}$, которое может быть найдено из коллекторных характеристик как отношение приращений напряжения и тока. Для маломощных транзисторов величина $r_{K(5)}$ составляет 0,5—1 МОм.

При $I_9 = 0$ зависимость $I_K = F(U_{K6})$ представляет собой обратную ветвь вольт-амперной характеристики коллекторного p - n -перехода. Обратный ток коллекторного перехода определяет составляющую I_{K0} в коллекторном токе транзистора.

В области II выходные характеристики практически линейны и сопротивление $r_{K(6)}$ можно принять неизменным. Тогда для этой области зависимость $I_K = F(U_{K6})$ можно представить в аналитической форме:

$$I_K = \alpha I_9 + U_{K6}/r_{K(6)} + I_{K0} \quad (1.26)$$

и тем самым уточнить соотношение (1.24), полученное без учета эффекта модуляции базы.

Наличие составляющей I_{K0} в выражении (1.26) является одной из главных причин температурной зависимости выходных (коллекторных) характеристик транзистора. Влияние температуры приводит к изменению тока I_{K0} и смещению характеристик вверх при повышении температуры (пунктирные кривые на рис. 1.25, а) и вниз при ее снижении. Такое же воздействие на коллекторные характеристики (в меньшей степени) оказывает и зависимость от температуры коэффициента α . Это обусловлено тем, что в рабочем диапазоне температур наблюдается некоторое увеличение коэффициента α с ростом температуры.

Коллекторные характеристики можно считать эквидистантными в небольшой области изменения тока I_3 . При этом равным приращением тока I_3 соответствуют примерно равные приращения тока I_K (рис. 1.25, а). В большом диапазоне изменения эмиттерного тока характеристики нельзя считать эквидистантными в силу их более густого расположения при малых и больших токах I_3 и более редкого — при промежуточных значениях. Причиной этого является зависимость коэффициента α от тока эмиттера в виде кривой с максимумом при некотором токе I_3 (рис. 1.25, в). Увеличение коэффициента α и достижение им максимального значения с возрастанием эмиттерного тока объясняется относительным уменьшением числа актов рекомбинаций дырок в базе с ростом количества входящих в нее дырок, т. е. повышением коэффициента переноса δ при увеличении тока I_3 . После достижения максимума последующее уменьшение коэффициента передачи тока α обуславливается уменьшением коэффициента инжекции γ с ростом тока I_3 . Для маломощных транзисторов максимуму коэффициента α соответствует ток эмиттера, равный 0,8—3 мА.

Для транзистора существует предел повышения коллекторного

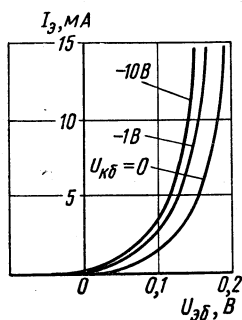


Рис. 1.26. Входные характеристики транзистора, включенного по схеме ОБ

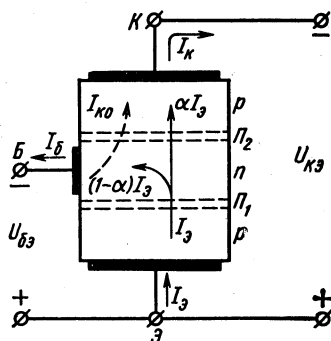


Рис. 1.27. Схема включения транзистора с общим эмиттером (схема ОЭ)

напряжения ввиду возможного электрического пробоя коллекторного перехода (область III на рис. 1.25, а), который может перейти в тепловой пробой. Величина допустимого напряжения $U_{кб}$ указывается в справочниках.

Входные характеристики транзистора в схеме ОБ (рис. 1.26) представляют собой зависимость $I_э = F(U_эб)U_{кб} = \text{const}$ и по виду близки к прямой ветви вольт-амперной характеристики $p-n$ -

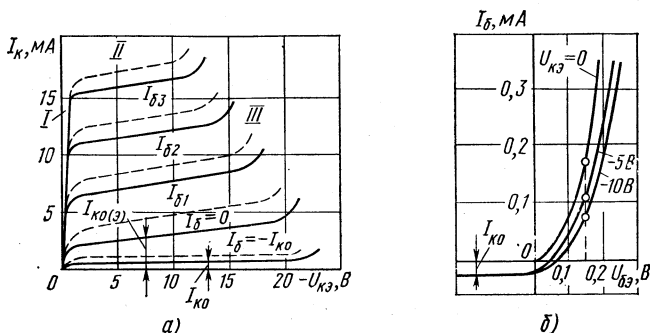


Рис. 1.28. Выходные (а) и входные (б) характеристики транзистора, включенного по схеме ОЭ

перехода (диода). Входная характеристика, снятая при большем напряжении $U_{кб}$, располагается левее и выше. Это обусловливается эффектом модуляции базы, приводящим к повышению градиента концентрации дырок в базе и увеличению тока $I_э$. Указанное явление было рассмотрено ранее.

Схема ОЭ (рис. 1.27). В схеме ОЭ вывод эмиттера является общим для входной и выходной цепей транзистора. Напряжения питания $U_{бэ}$, $U_{кэ}$ подаются соответственно между базой и эмиттером, а также между коллектором и эмиттером транзистора. Без учета падения напряжения в базовом слое напряжение $U_{бэ}$ определяет напряжение на эмиттерном переходе. Напряжение на коллекторном переходе находят как разность $U_{кэ} - U_{бэ}$.

Выходные характеристики транзистора в схеме ОЭ определяют зависимость коллекторного тока $I_к = F(U_{кэ})$ при $I_б = \text{const}$ (рис. 1.28, а). Как и для схемы ОБ, здесь можно выделить три характерные области: I — начальная область, II — относительно слабая зависимость $I_к$ от $U_{кэ}$, III — пробой коллекторного перехода.

Коллекторные характеристики транзистора в схеме ОЭ отличаются от соответствующих характеристик в схеме ОБ. В частности, они начинаются из начала координат и участок I располагается в первом квадранте. При $U_{кэ} = 0$ напряжение на коллекторном переходе равно $U_{бэ}$, коллекторный переход открыт и инжектирует дырки в базу. Потоки дырок через коллекторный переход (от коллектора в базу и от эмиттера в коллектор) взаимно уравниваются и ток $I_к \approx 0$. По мере повышения напряжения $U_{кэ}$ в области I прямое нап-

ражение на коллекторном переходе снижается, его инжекция уменьшается и ток I_K возрастает. На границе с областью II прямое напряжение снимается с коллекторного перехода и в области II на переходе действует обратное напряжение. Точке перехода от области I к области II соответствует напряжение U_{K9} порядка 0,5—1,5 В.

Отличие характеристик для схемы ОЭ в области II покажем, выразив в (1.26) ток I_9 через I_6 и ток I_K в соответствии с формулой (1.23). После замены U_{K6} на U_{K9} получаем коллекторные характеристики транзистора в схеме ОЭ, записанные в аналитической форме:

$$I_K = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_6 + \frac{U_{K9}}{r_{K(6)}(1-\alpha)} + \frac{1}{1-\alpha} I_{K0} = \beta I_6 + \frac{U_{K9}}{r_{K(6)}(1+\beta)} + (1+\beta) I_{K0}, \quad (1.27)$$

где $\beta = I_K/I_6 = \alpha/(1-\alpha)$ — коэффициент передачи тока в схеме ОЭ.

Коэффициент β показывает связь тока коллектора с входным током I_6 . Если для транзисторов коэффициент $\alpha = 0,9 \div 0,99$, то коэффициент $\beta = 9 \div 99$. Иными словами, транзистор в схеме ОЭ дает усиление по току. Это является важнейшим преимуществом включения транзистора по схеме ОЭ, чем, в частности, определяется более широкое практическое применение этой схемы включения по сравнению со схемой ОБ.

Выражение (1.27) можно переписать в виде

$$I_K = \beta I_6 + U_{K9}/r_{K(9)} + I_{K0(9)}, \quad (1.27a)$$

где $r_{K(9)} = r_{K(6)}/(1+\beta)$, $I_{K0(9)} = (1+\beta)I_{K0}$.

Так же как и в схеме ОБ, коллекторные характеристики имеют некоторый наклон к оси абсцисс (рис. 1.28, а), вызванный эффектом модуляции базы. Однако этот наклон в схеме ОЭ больше, чем в схеме ОБ, так как малые изменения коэффициента α под действием изменения напряжения на коллекторном переходе дают значительные изменения коэффициента $\beta = \alpha/(1-\alpha)$. Указанное явление учитывается вторым слагаемым в правой части уравнения (1.27a). Дифференциальное сопротивление $r_{K(9)}$ коллекторного перехода в схеме ОЭ в $1+\beta$ раз меньше дифференциального сопротивления $r_{K(6)}$ в схеме ОБ и составляет 30—40 кОм.

Из принципа действия транзистора известно, что через вывод базы протекают во встречном направлении две составляющие тока (см. рис. 1.27): обратный ток коллекторного перехода I_{K0} и часть тока эмиттера $(1-\alpha)I_9$. В связи с этим нулевое значение тока базы ($I_6 = 0$) определяется равенством указанных составляющих токов, т. е. $(1-\alpha)I_9 = I_{K0}$. Нулевому входному току соответствуют ток эмиттера $I_9 = I_{K0}/(1-\alpha) = (1+\beta)I_{K0}$ и ток коллектора $I_K = \alpha I_9 + I_{K0} = \alpha I_{K0}/(1-\alpha) + I_{K0} = (1+\beta)I_{K0}$. Иными словами, при нулевом токе базы через транзистор в схеме ОЭ протекает ток, называемый начальным или сквозным током $I_{K0(9)}$ и рав-

ный $(1 + \beta) I_{\kappa 0}$. Этим обуславливается наличие третьей составляющей тока I_{κ} в выражениях (1.27) и (1.27а). Таким образом, ток коллектора при входном токе, равном нулю, в схеме ОЭ в $1 + \beta$ раз больше, чем в схеме ОБ.

Если же эмиттерный переход перевести в непроводящее состояние, т. е. подать напряжение $U_{бэ} \geq 0$, то ток коллектора снизится до $I_{\kappa 0}$ (рис. 1.28, а) и будет определяться обратным (тепловым) током коллекторного перехода, протекающим по цепи база — коллектор. Область характеристик, лежащая ниже характеристики, соответствующей $I_б = 0$, называют областью отсечки.

Коллекторные характеристики в схеме ОЭ, так же как и в схеме ОБ, подвержены температурным смещениям. Однако температурные воздействия здесь проявляются сильнее, чем в схеме ОБ. Это обусловлено, во-первых, наличием множителя $1 + \beta$ перед $I_{\kappa 0}$ в формуле (1.27) и, во-вторых, более сильными температурными изменениями коэффициента $\beta = \alpha / (1 - \alpha)$ при относительно малых температурных изменениях коэффициента α .

Более резко здесь выражена и неэквидистантность характеристик, так как зависимость коэффициента α от тока эмиттера (коллектора) сильно сказывается на зависимости коэффициента β от тока $I_э(I_{\kappa})$.

Необходимо указать и на тот факт, что в схеме ОЭ пробой коллекторного перехода наступает при коллекторном напряжении в 1,5—2 раза меньшем, чем в схеме ОБ.

Входные (базовые) характеристики транзистора отражают зависимость тока базы от напряжения база — эмиттер при фиксированном напряжении коллектор — эмиттер: $I_б = F(U_{бэ}) U_{кэ} = \text{const}$ (рис. 1.28, б).

При $U_{кэ} = 0$ входная характеристика соответствует прямой ветви вольт-амперной характеристики двух p - n -переходов (эмиттерного и коллекторного), включенных параллельно. Ток базы при этом равен сумме токов эмиттера и коллектора, работающего в режиме эмиттера.

При $U_{кэ} < 0$ ток базы составляет малую часть тока эмиттера. При определенной величине $U_{бэ}$ подача напряжения $U_{кэ} < 0$ вызывает уменьшение тока $I_б$, т. е. смещение вниз характеристик относительно кривой со значением $U_{кэ} = 0$. Дальнейшее увеличение абсолютной величины $U_{кэ}$ также смещает характеристики к оси абсцисс вследствие уменьшения тока $I_б$ из-за эффекта модуляции базы.

В токе $I_б$ присутствует составляющая $I_{\kappa 0}$. Поэтому при $U_{кэ} < 0$ входные характеристики исходят из точки с отрицательным значением тока базы, равным $I_{\kappa 0}$.

Схема замещения транзистора в физических параметрах

Представление транзистора схемой замещения (эквивалентной схемой) необходимо для проведения расчетов цепей с транзисторами. Особый интерес представляет схема замещения в физических параметрах, в которой все ее элементы связаны с внутренними (физическими) параметрами транзистора. Использование такой схемы заме-

щения создает удобство и наглядность при анализе влияния параметров прибора на показатели схем с транзисторами.

Ниже рассматриваются схемы замещения транзисторов ОБ и ОЭ для переменных составляющих токов и напряжений применительно к расчету схем с транзисторами, работающими в усилительном режиме, в частности усилительных каскадов. Такие схемы замещения

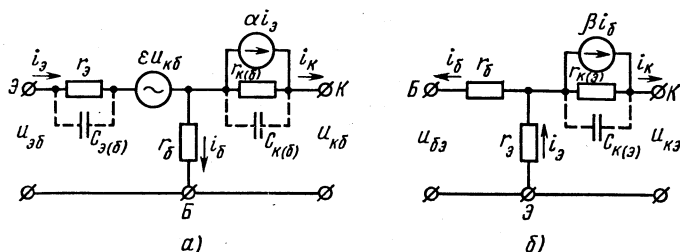


Рис. 1.29. Схема замещения транзистора в физических параметрах, включенного по схемам ОБ (а) и ОЭ (б)

справедливы для линейных участков входных и выходных характеристик транзистора, при которых параметры транзистора можно считать неизменными. В этом случае используют так называемые дифференциальные параметры транзистора, относящиеся к небольшим приращениям напряжения и тока. Наиболее точно структуру транзистора при этом отражает Т-образная схема замещения.

Т-образная схема замещения транзистора ОБ показана на рис. 1.29, а. По аналогии со структурой транзистора (см. рис. 1.24), она представляет собой сочетание двух контуров: левого, относящегося к входной цепи (эмиттер — база), и правого, относящегося к выходной цепи (коллектор — база). Общим для обоих контуров является цепь базы с сопротивлением r_b .

Охарактеризуем элементы, входящие в схему замещения.

1. *Дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода* (включенного в прямом направлении). Это сопротивление определяется выражением

$$r_э = \left. \frac{dU_э}{dI_э} \right|_{U_{кб}=\text{const.}} \quad (1.28)$$

Сопротивление $r_э$ позволяет учесть связь между напряжением на эмиттерном переходе $u_э$ и проходящим через него током $i_э$. Объемное сопротивление эмиттерной области является низкоомным, поэтому оно, как и сопротивление вывода эмиттера, в схеме замещения не учитывается. Величина $r_э$ зависит от постоянной составляющей тока эмиттера $I_э$ и связана с ней соотношением

$$r_э = \varphi_T / I_э = 0,025 / I_э. \quad (1.29)$$

Числовое значение $r_э$ лежит в пределах от единиц до десятков ом.

2. *Объемное сопротивление базы r_b* . Оно определяется в направлении прохождения базового тока в слое базы от границы с эмиттерным переходом. Базовый слой является сравнительно высокоомным и обычно $r_b > r_s$. Числовое значение r_b зависит от типа транзистора и составляет 100—400 Ом.

3. *Эквивалентный источник тока αi_s* . Он учитывает транзитную составляющую приращения эмиттерного тока, проходящую через область базы в коллектор.

4. *Дифференциальное сопротивление коллекторного перехода* (включенного в обратном направлении). Это сопротивление определяется выражением

$$r_{k(6)} = \left. \frac{dU_{кб}}{dI_k} \right|_{I_s = \text{const}}. \quad (1.30)$$

Сопротивление $r_{k(6)}$, как было показано, учитывает изменение коллекторного тока с изменением напряжения $U_{кб}$ вследствие эффекта модуляции базы. Значение $r_{k(6)}$ лежит в пределах 0,5—1 мОм.

5. *Источник напряжения $\epsilon_{кб}$ во входной цепи*. Он определяет напряжение внутренней положительной обратной связи и отражает влияние эффекта модуляции базы на входную цепь транзистора, в частности изменение входного напряжения под действием изменения коллекторного напряжения. Числовое значение коэффициента обратной связи ϵ сравнительно мало (10^{-4} — 10^{-3}), поэтому источник напряжения $\epsilon_{кб}$ в схему замещения часто не вводят.

6. *Емкости $C_{э(6)}$, $C_{к(6)}$ эмиттерного и коллекторного переходов*. Каждая из них, так же как емкость одиночного p - n -перехода, равна сумме барьерной и диффузионной емкостей соответствующего перехода.

Величина барьерной емкости зависит от напряжения смещения p - n -перехода, в частности при прямом смещении барьерная емкость больше, чем при обратном (см. § 1.2). Следовательно, барьерная емкость эмиттерного перехода больше, чем коллекторного перехода.

В отличие от барьерной емкости, определяемой шириной области объемного заряда p - n -перехода, диффузионная емкость характеризуется изменением заряда в базе, вызванное изменением напряжения на переходе (см. § 1.2). Изменение заряда в базе под действием напряжения на эмиттерном переходе связано с инжекцией носителей заряда в базу, а под действием напряжения на коллекторном переходе — с эффектом модуляции базы. Для того чтобы заряд в базе изменился на одну и ту же величину, изменение напряжения на коллекторном переходе должно быть большим, чем изменение напряжения на эмиттерном переходе. Это означает, что и диффузионная емкость эмиттерного перехода больше диффузионной емкости коллекторного перехода.

Величины емкостей $C_{э(6)}$ и $C_{к(6)}$ зависят от типа транзистора. Так, у высокочастотных транзисторов они существенно меньше, чем у низкочастотных. Для ориентировочной оценки укажем, что емкость $C_{э(6)}$, определяемая преимущественно диффузионной емкостью, сос-

твляает сотни пикофарад, а емкость $C_{к(б)}$, определяемая в основном барьерной емкостью, — десятки пикофарад.

Несмотря на указанное различие в величинах эмиттерной и коллекторной емкостей, влияние емкости $C_{к(б)}$ на работу транзистора в области повышенных частот проявляется сильнее, чем влияние емкости $C_{э(б)}$. Это связано с тем, что емкость $C_{э(б)}$ зашунтирована малым сопротивлением $r_э$, а емкость $C_{к(б)}$ — большим сопротивлением $r_{к(б)}$. Поэтому емкость $C_{к(б)}$ приходится учитывать в схеме замещения при частотах, составляющих десятки килогерц, а емкость $C_{э(б)}$ — при частотах, превышающих единицы и десятки мегагерц. При работе на средних частотах (десятки герц и единицы килогерц) емкости переходов не учитывают и в схему замещения не включают.

7. *Дифференциальный коэффициент передачи эмиттерного тока*, более точно характеризующий величину α для малых приращений этого тока. Он выражается соотношением

$$\alpha = \left. \frac{dI_K}{dI_э} \right|_{U_{кб}=\text{const}} \quad (1.31)$$

Величину коэффициента α в области средних частот принимают неизменной. С переходом в область повышенных частот, при которых начинает сказываться время прохождения дырок через базу, коллекторный и базовый токи отличаются по фазе от эмиттерного тока, а коэффициент α уменьшается. При повышенных частотах коэффициент передачи тока становится комплексной величиной ($\alpha = \alpha_0 + j\alpha(\omega)$), модуль и аргумент которой следует рассчитывать для соответствующей частоты. О частотных свойствах транзистора судят по так называемой граничной частоте f_α , при которой модуль коэффициента передачи тока $|\alpha|$ уменьшается в $\sqrt{2}$ раз. Частота f_α входит в число основных параметров транзистора. В зависимости от частоты f_α различают низкочастотные ($f_\alpha \leq 3$ МГц), среднечастотные ($3 \text{ МГц} \leq f_\alpha \leq 30 \text{ МГц}$), высокочастотные ($30 \text{ МГц} \leq f_\alpha \leq 300 \text{ МГц}$) и сверхвысокочастотные ($f_\alpha > 300 \text{ МГц}$) транзисторы.

T-образная схема замещения транзистора ОЭ приведена на рис. 1.29, б. Сопротивления $r_э$, $r_б$ имеют тот же физический смысл и тот же порядок величин, что и в схеме ОБ. Источник напряжения, учитывающий обратную связь, в схеме замещения не показан ввиду малого значения коэффициента обратной связи. Поскольку входным током в схеме ОЭ является ток базы транзистора, в выходную цепь схемы замещения включен источник тока $\beta i_б$. Направления токов, так же как и для схемы ОБ, подчиняются условию $i_э = i_K + i_б$.

Сопротивление $r_{к(э)} = r_{к(б)}/(1 + \beta)$, как указывалось, учитывает изменение коллекторного тока с изменением напряжения $u_{кэ}$ вследствие эффекта модуляции базы. Так как исходным в схеме ОЭ является ток базы, который в $1 + \beta$ раз меньше тока эмиттера, то при переходе от схемы ОБ к схеме ОЭ в $1 + \beta$ раз уменьшается не только активное, но и емкостное сопротивление коллекторного перехода. Это означает, что в схеме ОЭ $C_{к(э)} = (1 + \beta)C_{к(б)}$. Увели-

чение емкости $C_{к(э)}$ приводит к еще большему ее влиянию в области повышенных частот, чем $C_{э(э)} = C_{э(б)}$. В связи с этим емкость $C_{э(э)}$ в схеме ОЭ обычно не учитывают.

Дифференциальный коэффициент передачи тока в схеме ОЭ $\beta = \frac{dI_K}{dI_B} \Big|_{U_{кэ}=\text{const}}$ является также частотно-зависимым. Если

границую частоту f_β в схеме ОЭ определять, как и в схеме ОБ, по снижению коэффициента передачи тока в $\sqrt{2}$ раз, то

$$f_\beta = f_a / (1 + \beta), \quad (1.32)$$

т. е. частотные свойства транзистора в схеме ОЭ хуже, чем в схеме ОБ.

Транзистор как активный четырехполюсник, h-параметры транзистора

Параметры транзистора, входящие в Т-образную схему замещения (рис. 1.29), непосредственно характеризуют физические свойства используемой трехслойной полупроводниковой структуры. Они могут быть рассчитаны по геометрическим размерам слоев и параметрам материала, из которого изготовлен транзистор. Однако прямое их измерение невозможно, поскольку границы раздела слоев и переходов структуры недоступны для подключения измерительных приборов. По этой причине в качестве измеряемых параметров транзистора выбраны те, которые отражают свойства транзистора как четырехполюсника (точнее, трехполюсника).

Транзистор можно представить в виде линейного четырехполюсника, если в качестве измеряемых токов и напряжений принимать относительно небольшие их приращения, накладывающиеся на постоянные составляющие. Такие ограничения, как указывалось, приходится принимать во внимание ввиду того, что входные и выходные характеристики транзистора нелинейны и параметры транзистора зависят от режима его работы по току и напряжению входной и выходной цепей. Для небольших приращений (малых сигналов) напряжений и токов параметры транзистора как четырехполюсника связаны линейной зависимостью как между собой, так и с физическими параметрами его Т-образной схемы замещения.

Связь между входными (U_1, I_1) и выходными (U_2, I_2) напряжениями и токами четырехполюсника (рис. 1.30) выражается системой двух уравнений. Выбрав два из входящих в эту систему параметров за независимые переменные, находят два других.

Для транзистора как четырехполюсника в качестве независимых переменных обычно принимают приращения входного тока ΔI_1 и выходного напряжения ΔU_2 , а приращения входного напряжения ΔU_1 и выходного тока ΔI_2 выражают через так называемые h-параметры транзистора:

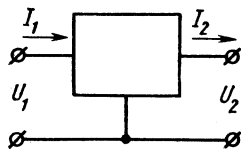


Рис. 1.30. К определению параметров транзистора как четырехполюсника

$$\Delta U_1 = h_{11}\Delta I_1 + h_{12}\Delta U_2, \quad (1.33)$$

$$\Delta I_2 = h_{21}\Delta I_1 + h_{22}\Delta U_2. \quad (1.34)$$

Параметры, входящие в уравнения (1.33), (1.34), определяют: $h_{11} = \Delta U_1/\Delta I_1$ — входное сопротивление транзистора при неизменном выходном напряжении ($\Delta U_2 = 0$); $h_{21} = \Delta I_2/\Delta I_1$ — коэффициент передачи тока при неизменном выходном напряжении ($\Delta U_2 = 0$); $h_{12} = \Delta U_1/\Delta U_2$ — коэффициент обратной связи по напряжению при неизменном входном токе ($\Delta I_1 = 0$); $h_{22} = \Delta I_2/\Delta U_2$ — выходную проводимость транзистора при неизменном входном токе ($\Delta I_1 = 0$).

Конкретные значения h -параметров зависят от схемы включения транзистора, т. е. от того, какие токи и напряжения являются входными и выходными. В справочниках обычно приводят h -параметры, измеренные в схеме ОБ для средней полосы частот при типовых значениях постоянных составляющих тока и напряжения.

Установим связь h -параметров транзистора с их физическими параметрами в схеме ОБ.

С этой целью воспользуемся схемой рис. 1.29, а. Примем в ней напряжение $eu_{кб} = 0$, переменные составляющие заменим приращениями: $u_{эб} = \Delta U_1$, $i_э = \Delta I_1$, $u_{кб} = \Delta U_2$, $i_к = \Delta I_2$, а ток $i_б$ выразим через входной ток: $i_б = (1 - \alpha)\Delta I_1$.

Для входной цепи транзистора (см. рис. 1.29, а) при $\Delta U_2 = 0$ имеем

$$\Delta U_1 = \Delta I_1[r_э + (1 - \alpha)r_б],$$

откуда

$$h_{11} = r_э + (1 - \alpha)r_б. \quad (1.35)$$

Для того же режима ($\Delta U_2 = 0$) ток выходной цепи

$$\Delta I_2 = \alpha\Delta I_1,$$

т. е.

$$h_{21} = \alpha. \quad (1.36)$$

В отсутствие приращений входного тока ($\Delta I_1 = 0$) ток в выходной цепи

$$\Delta I_2 = \frac{\Delta U_2}{r_{к(б)} + r_б} \approx \frac{\Delta U_2}{r_{к(б)}},$$

или

$$h_{22} = 1/r_{к(б)}. \quad (1.37)$$

Для этого же режима напряжения на входе и выходе соответственно равны

$$\Delta U_1 = \Delta I_2 r_б, \quad \Delta U_2 \approx \Delta I_2 r_{к(б)},$$

откуда

$$h_{12} \approx r_б/r_{к(б)}. \quad (1.38)$$

Полученные соотношения для h -параметров используем для выражения физических параметров транзистора через его h -параметры:

$$\begin{aligned} r_3 &= h_{11} - (1 - h_{21}) h_{12}/h_{22}, \\ r_6 &= h_{12}/h_{22}, \\ r_{\kappa(6)} &= 1/h_{22}, \\ \alpha &= h_{21}. \end{aligned} \tag{1.39}$$

Типы транзисторов

Деление транзисторов на типы связано с их назначением, а также применяемой технологией создания трехслойной транзисторной структуры. Наиболее характерными признаками деления транзисторов по назначению являются частота усиливаемого сигнала (низкочастотные, среднечастотные, высокочастотные и СВЧ-транзисторы) и допустимая мощность рассеяния в коллекторном переходе P_{κ} . Показателем частотных свойств транзистора, как отмечалось, является частота f_a .

Допустимая мощность рассеяния P_{κ} определяется условиями отвода теплоты от коллектора. Мощность P_{κ} имеет прямую связь с энергетическими показателями выходной (нагрузочной) цепи транзистора. По допустимой мощности в коллекторном переходе различают транзисторы малой мощности ($P_{\kappa} < 0,3$ Вт), средней мощности ($0,3 \text{ Вт} < P_{\kappa} < 1,5$ Вт) и большой мощности ($P_{\kappa} > 1,5$ Вт). При энергетическом расчете выходной цепи транзистора рассчитывают мощность P_{κ} и выбирают тип транзистора по мощности. При использовании транзисторов средней и большой мощности следует увеличивать теплоотвод для обеспечения допустимой температуры полупроводниковой структуры. С этой целью предусматривают поглощение теплоты массивным корпусом аппаратуры, на котором крепится транзистор, или, как и в мощных диодах, применяют радиатор для теплообмена с окружающей средой.

Повышение мощности транзисторов связано с увеличением их нагрузочной способности по току I_s и напряжению $U_{\kappa 6}$ (или $U_{\kappa 3}$ для схемы ОЭ). Задача увеличения тока решается увеличением рабочей поверхности эмиттера и коллектора. Повышение нагрузочной способности по напряжению достигается путем перевода возможного режима пробоя коллекторного перехода в область более высоких напряжений. В настоящее время выпускаются транзисторы общего промышленного назначения на ток $I_s = 12 \div 15$ А и напряжение $U_{\kappa 6} = 120 \div 150$ В.

По технологии изготовления различают сплавные, диффузионные, диффузионно-сплавные, конверсионные, эпитаксиальные и планарные транзисторы.

Принцип изготовления сплавных транзисторов тот же, что и сплавных диодов. Отличие заключается лишь в том, что сплавление примесных таблеток здесь производится с двух сто-

рон исходной полупроводниковой пластины. По сплавной технологии изготавливают низкочастотные транзисторы малой, средней и большой мощности.

Диффузионная технология позволяет создавать ускоряющее поле в базе для носителей заряда, проходящих в направлении коллектора, в связи с чем транзисторы, изготовленные по такой технологии, называют дрейфовыми. Диффузионную технологию используют при создании высокочастотных и СВЧ-транзисторов. Технология изготовления диффузионных транзисторов напоминает технологию изготовления диффузионных диодов. Отличие заключается в том, что для получения двух p - n -переходов производится диффузия двух видов примеси (донорной и акцепторной) на неодинаковую глубину. Этот метод двойной диффузии рассмотрим на примере изготовления германиевых транзисторов типа p - n - p .

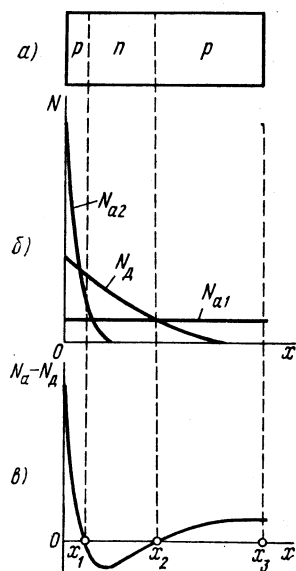


Рис. 1.31. Трехслойная транзисторная структура (а), распределение концентраций акцепторной и донорной примесей (б) и результирующей примеси (в) при диффузионной технологии

Исходным материалом является германиевая пластина p -типа с некоторой концентрацией N_{a1} (рис. 1.31, а, б). Донорная и акцепторная примеси, вводимые методом диффузии, имеют следующие особенности. Коэффициент диффузии донорной примеси (сурьмы) больше, чем акцепторной примеси (индия). Концентрация акцепторной примеси задается больше донорной. В результате диффузии двухкомпонентной примеси получают распределение концентраций акцепторной и донорной примесей, показанное на рис. 1.31, б. Донорная примесь проникает на большую глубину, так как коэффициент диффузии ее атомов больше, а акцепторная примесь создает большую концентрацию у поверхности. Тип электропроводности пластины по глубине определяется разностью созданной концентрации акцепторной и донорной примесей $N_a - N_d$ (рис. 1.31, в). На участках $0 - x_1$ и $x_2 - x_3$ акцепторная примесь преобладает над донорной. На участке $x_1 - x_2$ соотношение концентраций обратное. Таким образом, получаем полупроводниковую структуру транзистора типа p - n - p с двумя p - n -переходами на границах раздела слоев. В силу того, что в слое базы распределение концентрации донорной примеси убывает по глубине, в ней создается ускоряющее поле для дырок, проходящих в направлении коллектора.

Принцип создания транзисторной структуры при диффузионно-сплавной технологии подобен диффузионной. Здесь создается аналогичное рис. 1.31, б распределение концентрации

примесей по глубине и в базе действует ускоряющее поле. Диффузионно-сплавные транзисторы также являются высокочастотными дрейфовыми транзисторами. Отличие их технологии изготовления заключается в том, что диффузия акцепторной и донорной примесей осуществляется при сплавлении в исходный материал таблетки, представляющей собой сплав двухкомпонентной примеси. Преимуществами такой технологии являются меньшие требования к обработке поверхности исходного материала и возможность получения более тонкого базового слоя.

По технологии, близкой к диффузионно-сплавной, изготавливают конверсионные транзисторы, в которых в качестве исходного материала используют германий, содержащий донорную и акцепторную (медь) примеси. Содержание акцепторной примеси больше донорной, в связи с чем исходный материал является полупроводником p -типа. Медь обладает высоким коэффициентом диффузии в германии. Поэтому при проведении операции сплавления с целью создания эмиттерного слоя из близлежащей к нему области происходит диффузия атомов меди в эмиттерную область. В результате из слоя, примыкающего к эмиттеру, удаляется акцепторная примесь, вследствие чего происходит изменение типа электропроводности (конверсия) и создание базового n -слоя. Этот метод позволяет получать тонкие базовые слои большой площади. Он нашел применение при изготовлении мощных высокочастотных транзисторов.

Эпитаксиальные транзисторы представляют собой разновидность транзисторов, получаемых с помощью диффузионной технологии. Их особенностью является малое объемное сопротивление коллекторного слоя, что существенно при работе транзисторов в импульсном режиме. Для получения малого сопротивления коллекторного слоя требуется низкоомный исходный материал (с большим содержанием примесей). Однако это приводит к образованию узкого коллекторного перехода, что увеличивает емкость коллекторного перехода и уменьшает пробивное напряжение. В эпитаксиальных транзисторах эти недостатки исключаются благодаря созданию на границе с коллекторным переходом высокоомного слоя (рис. 1.32).

Принцип создания таких слоев основан на явлении эпитаксии — ориентированного наращивания полупроводникового слоя, структура которого повторяет структуру подложки. Для эпитаксиального наращивания чаще всего применяют газфазные реакции восстановления в водороде чистого полупроводника из хлоридов германия (кремния) с осаждением его на монокристаллическую подложку полупроводника. В процессе наращивания в газовую фазу добавляют вещества, необходимые для легирования создаваемого слоя требуемой примесью до нужной концентрации.

В эпитаксиальных транзисторах типа n - p - n (рис. 1.32) исходным материалом является низкоомная полупроводниковая пластина n -типа, на которой наращивается высокоомный эпитаксиальный n -слой. Затем методом последовательной или двойной диффузии создают базовый p -слой и эмиттерный n -слой.

Планарные транзисторы (рис. 1.33) выполняют по технологии, наиболее полно отражающей современные достижения в производстве полупроводниковых приборов. Процесс создания планарных транзисторов сопровождается диффузией примесей в плоскую (планарную) кремниевую пластину, осуществляемой локально, т. е. с помощью защитных масок, полученных методами фотолитографии. Выбор кремния для планарных транзисторов обусловли-

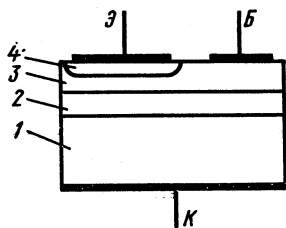


Рис. 1.32. Структура эпитаксиального транзистора:
1 — низковольтный коллекторный слой; 2 — эпитаксиальный высокоомный n -слой; 3 — базовый слой; 4 — эмиттерный n -слой

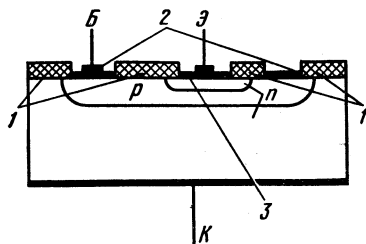


Рис. 1.33. Структура планарного транзистора:
1 — слой двуокиси кремния SiO_2 ; 2 — металлизация базы; 3 — металлизация эмиттера

вается возможностью использования двуокиси кремния SiO_2 — стойкого соединения для создания масок при проведении локальной диффузии и защиты p - n -переходов от влаги и агрессивной среды. Поверхностное окисление кремния является одной из составных операций в производстве планарных транзисторов. Из других преимуществ кремниевых транзисторов следует указать их меньшую стоимость по сравнению с германиевыми, а также возможность работы при более высоких напряжениях и температурах. Планарная технология позволяет изготавливать транзисторы групповым методом по 300—400 шт. на общей пластине при достаточно точном воспроизведении требуемых параметров. Она нашла применение и в производстве мощных транзисторов.

Метод создания слоев транзисторной структуры по планарной технологии, как отмечалось, связан с локальной диффузией примеси. Если в число операций при планарной технологии помимо диффузии входит эпитаксиальное наращивание слоев, то технология получается *планарно-эпитаксиальной*. Такое же название имеют соответственно и транзисторы. *Планарная и планарно-эпитаксиальная технологии нашли широкое применение в производстве интегральных микросхем.*

§ 1.4. УНИПОЛЯРНЫЕ (ПОЛЕВЫЕ) ТРАНЗИСТОРЫ

К классу *униполярных* относят транзисторы, принцип действия которых основан на использовании носителей заряда только одного знака (электронов или дырок). Управление током в унипо-

лярных транзисторах осуществляется изменением проводимости канала, через который протекает ток транзистора под воздействием электрического поля. Вследствие этого униполярные транзисторы называют также *полевыми*.

По способу создания канала различают полевые транзисторы с *p-n*-переходом, встроенным каналом и индуцированным каналом. Последние два типа относят к разновидностям МДП-транзисторов.

Повышенный интерес к этим приборам обусловлен их высокой технологичностью, хорошей воспроизводимостью требуемых параметров, а также меньшей стоимостью по сравнению с биполярными транзисторами. Из электрических параметров полевые транзисторы отличает их высокое входное сопротивление.

Транзисторы с *p-n*-переходом

Анализ работы полевого транзистора с *p-n*-переходом проведем на его модели, показанной на рис. 1.34, а. В приведенной конструкции канал протекания тока транзистора представляет собой слой полупроводника *n*-типа, заключенный между двумя *p-n*-переходами. Канал имеет контакты с внешними электродами прибора. Электрод, от которого начинают движение носители заряда (в данном случае электроны), называют *исток*ом, а электрод, к которому они движутся, — *сток*ом. Полупроводниковые слои *p*-типа, образующие с *n*-слоем два *p-n*-перехода, созданы с более высокой концентрацией примеси, чем *n*-слой. Оба *p*-слоя электрически связаны между собой и имеют общий внешний электрод, называемый *затвором*. Подобную конструкцию имеют и полевые транзисторы с каналом *p*-типа. Условные обозначения полевых транзисторов с каналами *n*- и *p*-типов приведены на рис. 1.34, б, в.

Полярность внешних напряжений, подводимых к транзистору, показана на рис. 1.34, а. Управляющее (входное) напряжение подается между затвором и истоком. Напряжение $U_{зи}$ является обратным для обоих *p-n*-переходов. В выходную цепь, в которую входит канал транзистора, включается напряжение $U_{си}$ положительным полюсом к стоку.

Управляющие свойства транзистора объясняются тем, что при изменении напряжения $U_{зи}$ изменяется ширина его *p-n*-переходов, представляющих собой участки полупроводника, обедненные носи-

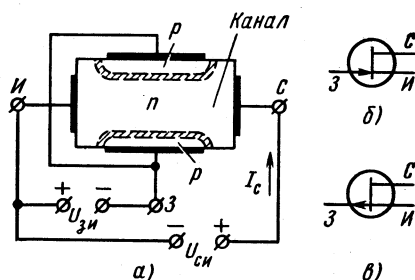


Рис. 1.34. Конструкция полевого транзистора с *p-n*-переходом (а); условные обозначения полевого транзистора с *p-n*-переходом и каналом *n*-типа (б); с *p-n*-переходом и каналом *p*-типа (в)

телями заряда. Поскольку p -слой имеет большую концентрацию примеси, чем n -слой, изменение ширины p - n -переходов происходит в основном за счет более высокоомного n -слоя (эффект модуляции ширины базы). Тем самым изменяются сечение токопроводящего канала и его проводимость, т. е. выходной ток I_c прибора.

Особенностью полевого транзистора является то, что на проводимость канала оказывает влияние как управляющее напряжение $U_{зи}$,

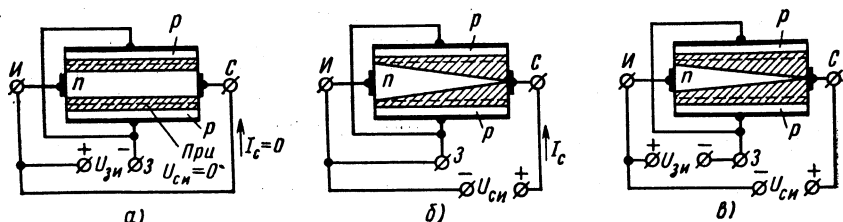


Рис. 1.35. Поведение полевого транзистора с p - n -переходом и каналом n -типа при подключении внешних напряжений:

$a - U_{зи} < 0, U_{си} = 0$; $б - U_{зи} = 0, U_{си} > 0$; $в - U_{зи} < 0, U_{си} > 0$

так и напряжение $U_{си}$. Влияние подводимых напряжений на проводимость канала иллюстрирует рис. 1.35, $a - в$, где для простоты не показаны участки n -слоя, расположенные вне p - n -переходов.

На рис. 1.35, a внешнее напряжение приложено только к входной цепи транзистора. Изменение напряжения $U_{зи}$ приводит к изменению проводимости канала за счет изменения на одинаковую величину его сечения по всей длине канала. Но выходной ток $I_c = 0$, поскольку $U_{си} = 0$.

Рис. 1.35, $б$ иллюстрирует изменение сечения канала при воздействии только напряжения $U_{си}$ ($U_{зи} = 0$). При $U_{си} > 0$ через канал протекает ток I_c , в результате чего создается падение напряжения, возрастающее в направлении стока. Суммарное падение напряжения участка исток — сток равно $U_{си}$. В силу этого потенциалы точек канала n -типа будут неодинаковыми по его длине, возрастая в направлении стока от нуля до $U_{си}$. Потенциал же точек p -области относительно истока определяется потенциалом затвора относительно истока и в данном случае равен нулю. В связи с указанным обратное напряжение, приложенное к p - n -переходам, возрастает в направлении от истока к стоку и p - n -переходы расширяются в направлении стока. Данное явление приводит к уменьшению сечения канала от истока к стоку (рис. 1.35, $б$). Повышение напряжения $U_{си}$ вызывает увеличение падения напряжения в канале и уменьшение его сечений, а следовательно, уменьшение проводимости канала. При некотором напряжении $U_{си}$ происходит сужение канала, при котором границы обоих p - n -переходов смыкаются (рис. 1.35, $б$) и сопротивление канала становится высоким.

На рис. 1.35, $в$ отражено результирующее влияние на канал обоих напряжений $U_{зи}$ и $U_{си}$. Канал показан для случая смыкания p - n -переходов.

Рассмотрим вольт-амперные характеристики полевых транзисторов с p - n -переходом. Для этих транзисторов представляют интерес два вида вольт-амперных характеристик: стоковые и стоко-затворные.

Стоковые (выходные) характеристики полевого транзистора с p - n -переходом и каналом n -типа показаны на рис. 1.36. Они отражают зависимость тока стока от напряжения сток — исток при фиксированном напряжении затвор — исток $I_c = F(U_{си})U_{зи} = \text{const}$ и представляются в виде семейства кривых. На каждой из этих кривых можно выделить три характерные области: *I* — сильная зависимость тока I_c от напряжения $U_{си}$ (начальная область); *II* — слабая зависимость тока I_c от напряжения $U_{си}$; *III* — пробой p - n -перехода.

Рассмотрим выходную характеристику полевого транзистора при $U_{зи} = 0$ (см. рис. 1.35, б). В области малых напряжений $U_{си}$ (участок 0—*a*) влияние напряжения $U_{си}$ на проводимость канала незначительно, в связи с чем здесь имеется практически линейная зависимость $I_c = F(U_{си})$. По мере увеличения напряжения $U_{си}$ (участок *a*—*б*) сужение токопроводящего канала оказывает все более существенное влияние на его проводимость, что приводит к уменьшению крутизны нарастания тока. При подходе к границе с участком *II* (точка *б*) сечение токопроводящего канала уменьшается до минимума в результате смыкания обоих p - n -переходов. Дальнейшее повышение напряжения на стоке не должно приводить к увеличению тока через прибор, так как одновременно с ростом напряжения $U_{си}$ будет увеличиваться сопротивление канала. Некоторое увеличение тока I_c на экспериментальных кривых объясняется наличием различного рода утечек и влиянием сильного электрического поля в p - n -переходах, прилегающих к каналу.

Участок *III* резкого увеличения тока I_c характеризуется лавинным пробоем области p - n -переходов вблизи стока по цепи сток — затвор. Напряжение пробоя соответствует точке *в*.

Приложение к затвору обратного напряжения вызывает сужение канала (см. рис. 1.35, а) и уменьшение его исходной проводимости. Поэтому начальные участки кривых, соответствующих большему напряжению на затворе, имеют меньшую крутизну нарастания тока (рис. 1.36). Ввиду наличия напряжения $U_{зи}$ перекрытие канала объемным зарядом p - n -переходов (см. рис. 1.35, в) происходит при меньшем напряжении и границе участков *I* и *II* будут соответствовать

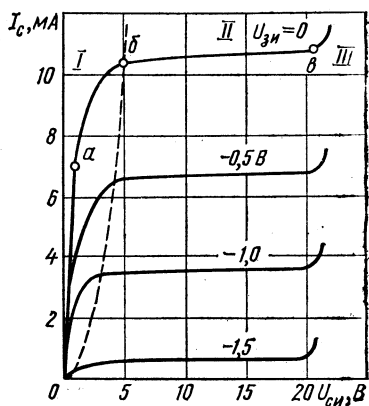


Рис. 1.36. Семейство стоковых (выходных) характеристик полевого транзистора с p - n -переходом и каналом n -типа

меньшие напряжения сток — исток. Напряжениям перекрытия канала соответствуют абсциссы точек пересечения стоковых характеристик с пунктирной кривой, показанной на рис. 1.36. При меньших напряжениях наступает и режим пробоя транзистора по цепи сток — затвор.

Важным параметром полевого транзистора является напряжение на затворе, при котором ток стока близок к нулю. Оно соответствует напряжению запирания прибора по цепи затвора и называется напряжением запирания или отсечки $U_{зи0}$. Числовое значение $U_{зи0}$ равно напряжению $U_{си}$ в точке б вольт-амперной характеристики при $U_{зи} = 0$.

Поскольку управление выходным током полевых транзисторов производится напряжением входной цепи, для них представляет интерес так называемая переходная или стоко-затворная вольт-амперная характеристика. Стоко-затворная характеристика полевого транзистора показывает зависимость тока стока от напряжения затвор — исток при фиксированном напряжении сток — исток: $I_c = F(U_{зи})U_{си} = \text{const}$. Примерный вид этой характеристики показан на рис. 1.37. Стоко-затворная характеристика связана с выходными харак-

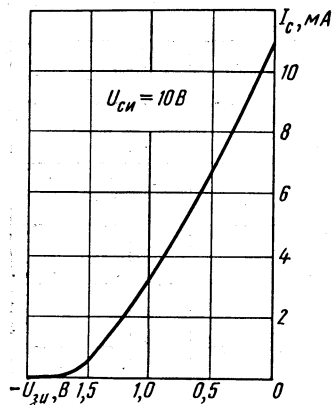


Рис. 1.37. Стоко-затворная характеристика полевого транзистора с $p-n$ -переходом и каналом n -типа

теристиками полевого транзистора и может быть построена по ним.

Основными параметрами полевого транзистора являются: максимальный ток стока $I_{c \max}$, максимальное напряжение стока $U_{си \max}$, напряжение отсечки $U_{зи0}$, внутреннее сопротивление r_i , крутизна S , входное сопротивление $r_{вх}$, а также межэлектродные емкости затвор — исток $C_{зи}$, затвор — сток $C_{зс}$ и сток — исток $C_{си}$.

Максимальное значение тока стока $I_{c \max}$ соответствует его значению в точке б на выходных характеристиках (при $U_{зи} = 0$). Максимальное значение напряжения сток — исток $U_{си \max}$ выбирают в 1,2—1,5 раза меньше напряжения пробоя участка сток — затвор при $U_{зи} = 0$. Напряжению отсечки $U_{зи0}$ соответствует напряжение на затворе при токе стока, близком нулю. Внутреннее сопротивление

$r_i = \left. \frac{dU_{си}}{dI_c} \right|_{U_{зи}=\text{const}}$ транзистора характеризует наклон выходной характеристики на участке II (см. рис. 1.36). Крутизна

на стоко-затворной характеристике $S = \left. \frac{dI_c}{dU_{зи}} \right|_{U_{си}=\text{const}}$ отражает влияние напряжения затвора на выходной ток транзистора. Крутизну S находят по стоко-затворной характеристике прибора (рис. 1.37). Входное сопротивление $r_{вх} = dU_{зи}/dI_z$

транзистора определяется сопротивлением p - n -переходов, смещенных в обратном направлении. Входное сопротивление полевых транзисторов с p - n -переходом довольно велико, что выгодно отличает их от биполярных транзисторов. Межэлектродные емкости $C_{зи}$ и $C_{зс}$ связаны главным образом с наличием в приборе p - n -переходов (см. рис. 1.34), примыкающих соответственно к истоку и стоку.

Полевые транзисторы с p - n -переходом выпускаются на токи I_c до 50 мА и напряжения до 50 В. Приведем типичные значения параметров этих транзисторов: $U_{зи0} = 0,8 \div 10$ В, $r_i = 0,02 \div 0,5$ МОм, $S = 0,3 \div 7$ мА/В, $r_{вх} = 10^8 \div 10^9$ Ом, $C_{зи} = C_{си} = 6 \div 20$ пФ, $C_{зс} = 2 \div 8$ пФ.

Влияние температуры на характеристики и параметры рассматриваемого класса транзисторов обуславливается температурными зависимостями контактной разности потенциалов ϕ_0 и подвижности носителей заряда (электронов или дырок).

Величина ϕ_0 фактически является одной из составляющих напряжения обратносмещенных p - n -переходов. Изменение ϕ_0 в зависимости от температуры приводит к изменению напряжения на переходах и их ширины, а следовательно, к изменению сечения токопроводящего канала и его проводимости. С ростом температуры контактная разность потенциалов ϕ_0 уменьшается (см. § 1.2), что сказывается на увеличении сечения канала и повышении его проводимости. Вследствие уменьшения подвижности носителей заряда (см. § 1.1) проводимость канала уменьшается с повышением температуры.

Влияние температуры на характеристики и параметры полевого транзистора оказывается достаточно сложным и по-разному проявляется в конкретных типах приборов этого класса. Температурные зависимости характеристик и параметров транзисторов приводятся в справочниках.

Схема замещения полевого транзистора с p - n -переходом показана на рис. 1.38, а. Она характеризует работу транзистора на участке II выходных характеристик для переменных составляющих тока и напряжения. При ее построении были использованы следующие соображения. Ток прибора на участке II определяется напряжением на затворе (входе) и крутизной, в связи с чем в выходную цепь схемы замещения введен источник тока $Su_{вх}$. Параллельно источнику тока включено сопротивление r_i , учитывающее влияние напряжения стока на ток прибора. Величины $C_{зи}$, $C_{зс}$, $C_{си}$ отражают влияние межэлектродных емкостей на работу транзистора в области высоких частот. Для области низких частот схема замещения полевого транзистора принимает вид, показанный на рис. 1.38, б.

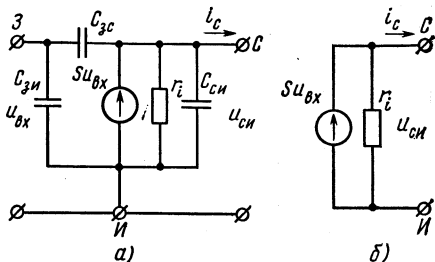


Рис. 1.38. Схема замещения полевого транзистора с p - n -переходом в области высоких (а) и низких (б) частот

В отличие от полевых транзисторов с p - n -переходом, в которых затвор имеет непосредственный электрический контакт с близлежащей областью токопроводящего канала, в МДП-транзисторах затвор изолирован от указанной области слоем диэлектрика. По этой причине МДП-транзисторы относят к классу полевых транзисторов с изолированным затвором.

МДП-транзисторы (структура металл — диэлектрик — полупроводник) выполняют из кремния. В качестве диэлектрика используют

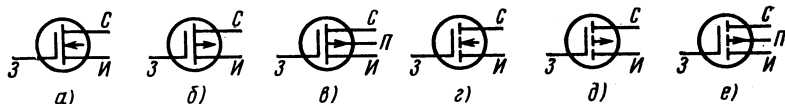


Рис. 1.39. Условные обозначения МДП-транзисторов со встроенным каналом n -типа (а), p -типа (б) и выводом от подложки (в); с индуцированным каналом n -типа (г), p -типа (д) и выводом от подложки (е)

окисел кремния SiO_2 . Отсюда другое название этих транзисторов — МОП-транзисторы (структура металл — окисел — полупроводник). Наличие диэлектрика обеспечивает высокое входное сопротивление рассматриваемых транзисторов (10^{12} — 10^{14} Ом).

Принцип действия МДП-транзисторов основан на эффекте изменения проводимости приповерхностного слоя полупроводника на границе с диэлектриком под воздействием поперечного электрического поля. Приповерхностный слой полупроводника является токопроводящим каналом этих транзисторов. МДП-транзисторы выполняют двух типов — со встроенным и с индуцированным каналом.

МДП-транзисторы представляют собой в общем случае четырех-электродный прибор. Четвертым электродом (подложкой), выполняющим вспомогательную функцию, является вывод от подложки исходной полупроводниковой пластины. МДП-транзисторы могут быть с каналом n - или p -типа. Условные обозначения МДП-транзисторов показаны на рис. 1.39, а—е.

Рассмотрим особенности МДП-транзисторов со встроенным каналом. Конструкция такого транзистора с каналом n -типа показана на рис. 1.40, а. В исходной пластине кремния p -типа с помощью диффузионной технологии созданы области истока, стока и канала n -типа. Слой окисла SiO_2 выполняет функции защиты поверхности, близлежащей к истоку и стоку, а также изоляции затвора от канала. Вывод подложки (если он имеется) иногда присоединяют к истоку.

Стоковые (выходные) характеристики полевого транзистора со встроенным каналом n -типа для случая соединения подложки с истоком показаны на рис. 1.40, б. По виду эти характеристики близки к характеристикам полевого транзистора с p - n -переходом. Рассмотрим характеристику при $U_{зи} = 0$, что соответствует соединению затвора с истоком. Внеш-

нее напряжение приложено к участку исток — сток положительным полюсом к стоку. Поскольку $U_{зи} = 0$, через прибор протекает ток, определяемый исходной проводимостью канала. На начальном участке $0—a$, когда падение напряжения в канале мало, зависимость $I_c(U_{си})$ близка к линейной. По мере приближения к точке $б$ падение напряжения в канале приводит ко все более существенному влиянию

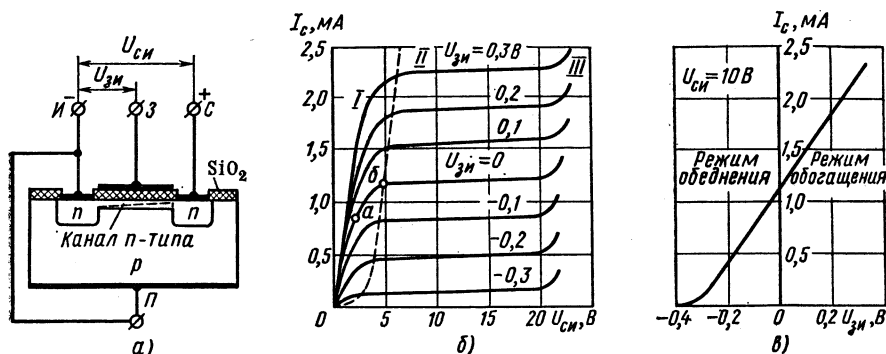


Рис. 1.40. Конструкция МДП-транзистора со встроенным каналом n -типа (а); семейство его стоковых характеристик (б); стоко-затворная характеристика (в)

его сужения (пунктир на рис. 1.40, а) на проводимость канала, что уменьшает крутизну нарастания тока на участке $а—б$. После точки $б$ токопроводящий канал сужается до минимума, что вызывает ограничение нарастания тока и появление на характеристике пологого участка II .

Покажем влияние напряжения затвор — исток на ход стоковых характеристик.

В случае приложения к затвору напряжения ($U_{зи} < 0$) поле затвора оказывает отталкивающее действие на электроны — носители заряда в канале, что приводит к уменьшению их концентрации в канале и проводимости канала. Вследствие этого стоковые характеристики при $U_{зи} < 0$ располагаются ниже кривой, соответствующей $U_{зи} = 0$. Режим работы транзистора ($U_{зи} < 0$), при котором происходит уменьшение концентрации заряда в канале, называют режимом обеднения.

При подаче на затвор напряжения $U_{зи} > 0$ поле затвора притягивает электроны в канал из p -слоя полупроводниковой пластины. Концентрация носителей заряда в канале увеличивается, что соответствует режиму обогащения канала носителями. Проводимость канала возрастает, ток I_c увеличивается. Стоковые характеристики при $U_{зи} > 0$ располагаются выше исходной кривой ($U_{зи} = 0$).

Для транзистора имеется предел повышения напряжения $U_{сз}$ ввиду наступления пробоя прилежащего к стоку участка сток — затвор. На стоковых характеристиках пробоем соответствует дости-

жение некоторой величины $U_{си.пр}$ (область III). В случае $U_{зи} < 0$ напряжение $U_{сз}$ увеличивается, в связи с чем при $U_{зи} < 0$ пробой наступает при меньшем напряжении $U_{си}$.

Примерный вид стоко-затворной характеристики транзистора со встроенным каналом иллюстрирует рис. 1.40, в. Ее отличие от стоко-затворной характеристики

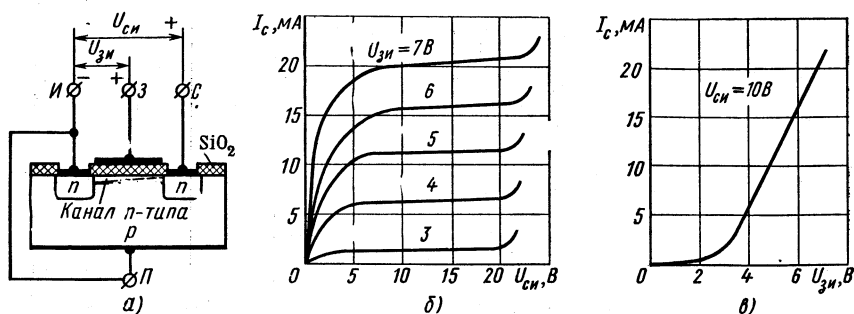


Рис. 1.41. Конструкция МДП-транзистора с индуцированным каналом n -типа (а); семейство его стоковых характеристик (б); стоко-затворная характеристика (в)

тики транзистора с p - n -переходом (см. рис. 1.37) обусловлено возможностью работы прибора как при $U_{зи} < 0$ (режим обеднения), так и при $U_{зи} > 0$ (режим обогащения).

Конструкция МДП-транзистора с индуцированным каналом n -типа показана на рис. 1.41, а. Канал проводимости тока здесь специально не создается, а образуется (индуцируется) благодаря притоку электронов из полупроводниковой пластины в случае приложения к затвору напряжения положительной полярности относительно истока. За счет притока электронов в приповерхностном слое происходит изменение электропроводности полупроводника, т. е. индуцируется токопроводящий канал n -типа, соединяющий области стока и истока. Проводимость канала возрастает с повышением приложенного к затвору напряжения положительной полярности. Таким образом, транзистор с индуцированным каналом работает только в режиме обогащения.

Стоковые (выходные) характеристики полевого транзистора с индуцированным каналом n -типа приведены на рис. 1.41, б. Они близки по виду аналогичным характеристикам транзистора со встроенным каналом и имеют тот же характер зависимости $I_c = F(U_{си})$. Отличие заключается в том, что управление током транзистора осуществляется напряжением одной полярности, совпадающей с полярностью напряжения $U_{си}$. Ток I_c равен нулю при $U_{зи} = 0$, в то время как в транзисторе со встроенным каналом для этого необходимо изменить полярность напряжения на затворе относительно истока. Вид сто-

ко-затворной характеристики транзистора с индуцированным каналом показан на рис. 1.41, в.

МДП-транзисторы обоих типов выпускаются на тот же диапазон токов и напряжений, что и транзисторы с p - n -переходом. Примерно такой же порядок величин имеют крутизна S и внутреннее сопротивление r_i . Что касается входного сопротивления и межэлектродных емкостей, то МДП-транзисторы имеют лучшие показатели, чем транзисторы с p - n -переходом. Как указывалось, входное сопротивление у них составляет 10^{12} — 10^{14} Ом. Значение межэлектродных емкостей не превышает: для $C_{зи}$, $C_{си}$ — 10 пФ, для $C_{ас}$ — 2 пФ. Схема замещения МДП-транзисторов аналогична схеме замещения полевых транзисторов с p - n -переходом (см. рис. 1.38).

МДП-транзисторы широко применяются в интегральном исполнении. Микросхемы на МДП-транзисторах обладают хорошей технологичностью, низкой стоимостью, способностью работы при более высоком напряжении питания, чем микросхемы на биполярных транзисторах.

§ 1.5. ТИРИСТОРЫ

Тиристор — это четырехслойный полупроводниковый прибор, обладающий двумя устойчивыми состояниями: состоянием низкой проводимости (тиристор закрыт) и состоянием высокой проводимости (тиристор открыт). Перевод тиристора из закрытого состояния в открытое в электрической цепи осуществляется внешним воздействием на прибор. К числу факторов, наиболее широко используемых для отпирания тириستоров, относится воздействие напряжением (током) или светом (фототиристоры).

Основными типами являются диодные (рис. 1.42, а) и триодные (рис. 1.42, б—г) тиристоры.

В диодных тиристорах (динисторах) переход прибора из закрытого состояния в открытое связан с тем, что напряжение между анодом и катодом достигает некоторой граничной величины, являющейся параметром прибора. В триодных тиристорах управление состоянием прибора производится по цепи третьего — управляющего электрода. По цепи управляющего электрода при этом могут выполняться либо одна, либо две операции изменения состояния тиристора. В зависимости от этого различают одно- и двухоперационные тиристоры. В однооперационных тиристорах (рис. 1.42, б) по цепи управляющего электрода осуществимо только отпирание тиристора. С этой целью на управляющий электрод подается положи-

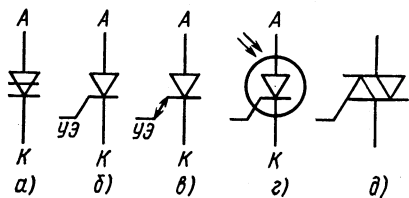


Рис. 1.42. Условные обозначения тиристоров: динистора (а), однооперационного тиристора (б), двухоперационного тиристора (в), фототиристора (г), симистора (д)

Все перечисленные приборы выполняют функцию бесконтактного ключа, обладающего односторонней проводимостью тока. Прибор, позволяющий проводить ток в обоих направлениях, называют с и м м е т р и ч н ы м т и р и с т о р о м (с и м и с т о р о м). По своему назначению симистор (рис. 1.42, д) призван выполнять функции двух обычных тиристоров (рис. 1.42, б), включенных встречно-параллельно.

Анализ принципа действия указанных типов тиристоров проведем следующим образом. Достаточно подробно рассмотрим работу однооперационного тиристора (рис. 1.42, б), как наиболее распространенного, а для других типов покажем их особенности.

74

Анализ процессов в тиристоре при $U_{ак} > 0$ удобно проводить, воспользовавшись так называемой двухтранзисторной аналогией. При наличии на тиристоре напряжения в прямом направлении его можно представить в виде двух транзисторов типов $p-n-p$ и $n-p-n$: транзистора T_1 типа $p_1-n_1-p_2$ и транзистора T_2 типа $p_2-p_2-n_1$ (см. рис. 1.44). Эмиттерным переходом для первого транзистора является переход Π_1 , для второго транзистора T_2 — переход Π_3 . Переход Π_2 служит общим коллекторным переходом обоих транзисторов. При этом полярность напряжений на переходах соответствует той, какая требуется для работы обоих транзисторов в усилительном режиме: эмиттерные переходы смещены в прямом направлении, а коллекторный — в обратном.

Представив тиристор в виде сочетания транзистора T_1 с коэффициентом передачи тока α_1 и током эмиттера $I_{э1}$ и транзистора T_2 с коэффициентом передачи тока α_2 и током эмиттера $I_{э2}$, нетрудно показать составляющие тока в приборе (см. рис. 1.44). Составляющая $(1 - \alpha_1)I_{э1}$ — это ток базы транзистора T_1 , составляющая $\alpha_1 I_{э1}$ — ток коллектора этого транзистора. Токи транзистора T_1 обусловлены главным образом движением дырок через n_1 -базу. В транзисторе T_2 ток переносится в основном электронами (пунктирные стрелки на рис. 1.44). Его составляющие (показаны на рис. 1.44 сплошными линиями) представляют собой: $(1 - \alpha_2)I_{э2}$ — ток базы, $\alpha_2 I_{э2}$ — ток коллектора. Поскольку коллекторный переход смещен в обратном направлении, через него протекают также составляющие, обусловленные неосновными носителями заряда: дырки n_1 -области создают ток $I_{кр}$, электроны p_2 -области — ток $I_{кн}$. Токи $I_{кр}$ и $I_{кн}$ образуют суммарный ток $I_{кн}$ (см. рис. 1.44).

Одним из факторов, влияющих на прямую ветвь вольт-амперной характеристики тиристора, является зависимость коэффициентов α_1 и α_2 от тока. Примерный вид этой зависимости показан на рис. 1.46. Большее значение коэффициента α_2 по сравнению с α_1 объясняется меньшей толщиной p_2 -базы по сравнению с n_1 -базой (см. рис. 1.44). В связи с этим n_1 -базу часто называют толстой, а p_2 -базу — тонкой. Требуемая зависимость коэффициентов α от тока создается в процессе изготовления приборов. Так, например, широко применяется шунтирование перехода Π_3 , что приводит к уменьшению эффективности эмиттера транзистора T_2 и коэффициента α_2 в области малых токов.

После выяснения составляющих токов тиристора и установления зависимости коэффициентов α от тока можно рассмотреть прямую ветвь вольт-амперной характеристики прибора (рис. 1.45).

На начальном участке $0-б$, соответствующем малым значениям прямого напряжения U_a , ток I_a мал. Коэффициенты α_1 и α_2 близки к нулю. Близки к нулю

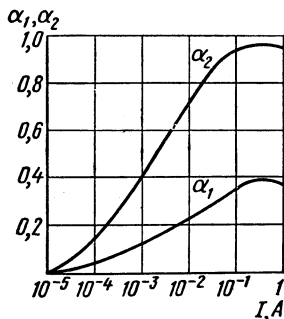


Рис. 1.46. Зависимость коэффициентов α_1 и α_2 от тока

также составляющие токов $\alpha_1 I_{\varepsilon 1}$ и $\alpha_2 I_{\varepsilon 2}$ перехода Π_2 . Ток через переход Π_2 , а следовательно, и ток через тиристор I_a будет равен току I_K , т. е. в данном случае будет определяться обратным (тепловым) током I_{K0} перехода Π_2 . Таким образом, *начальный участок 0—б прямой ветви вольт-амперной характеристики тиристора представляет собой обратную ветвь вольт-амперной характеристики p-n-перехода Π_2 , смещенного в обратном направлении.*

По мере роста анодного напряжения, а следовательно, и напряжения на коллекторном переходе увеличиваются ток I_K и анодный ток через тиристор. Причина возрастания тока I_K связана, как известно, с увеличением тока утечки по поверхности перехода и умножением в нем носителей заряда. Увеличение тока через прибор сопровождается повышением коэффициентов α_1 и α_2 . С некоторого значения тока I_a необходимо учитывать составляющие токов транзисторов $\alpha_1 I_{\varepsilon 1}$ и $\alpha_2 I_{\varepsilon 2}$, протекающие через коллекторный переход. Вследствие того что повышение напряжения U_a приводит к увеличению тока I_K , а также составляющих $\alpha_1 I_{\varepsilon 1}$, $\alpha_2 I_{\varepsilon 2}$, на вольт-амперной характеристике появляется участок б—в с более сильной зависимостью тока I_a от напряжения U_a .

Ток I_a можно найти, определив ток $I_{\Pi 2}$, протекающий через коллекторный переход:

$$I_{\Pi 2} = \alpha_1 I_{\varepsilon 1} + \alpha_2 I_{\varepsilon 2} + I_K. \quad (1.40)$$

С учетом того, что в любом сечении прибора при $I_y = 0$ протекает один и тот же ток $I_a (I_{\Pi 2} = I_{\varepsilon 1} = I_{\varepsilon 2} = I_a)$, соотношение (1.40) приобретает вид

$$I_{\Pi 2} = I_a = (\alpha_1 + \alpha_2) I_a + I_K, \quad (1.41)$$

откуда

$$I_a = \frac{I_K}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}. \quad (1.42)$$

Выражение (1.42) подтверждает наличие участков 0—б и б—в на вольт-амперной характеристике тиристора. При малых напряжении U_a и токе I_a (участок 0—б) сумма коэффициентов передачи тока $\alpha_1 + \alpha_2 \approx 0$, анодный ток $I_a \approx I_K$. На участке б—в ток I_a возрастает за счет увеличения тока I_K и суммы $\alpha_1 + \alpha_2$, которая, однако, не достигает единицы на этом участке.

Точка в является граничной, в которой создаются условия для отпирания тиристора. Напряжение на приборе в точке в называется *напряжением переключения $U_{пер}$.*

Рассмотрим более подробно процесс перехода тиристора из закрытого состояния в открытое (участок в—г). При этом объясним сущность двух явлений, связанных с отпиранием прибора: 1) *уменьшение напряжения на переходе Π_2 и тиристоре;* 2) *действие внутренней положительной обратной связи в приборе, благодаря которой процесс имеет скачкообразный характер.*

Причиной перехода тиристора из закрытого состояния в открытое является повышение роли составляющих $\alpha_1 I_{\text{э}1}$ и $\alpha_2 I_{\text{э}2}$ и соответственно их суммы $(\alpha_1 + \alpha_2) I_a$ в токе через переход Π_2 по сравнению с током $I_{\text{к}}$. По мере приближения к точке *в* увеличение тока через прибор происходит главным образом за счет составляющих $\alpha_1 I_{\text{э}1}$ и $\alpha_2 I_{\text{э}2}$, а не за счет увеличения тока $I_{\text{к}} = I_{\text{к}0}$, вызываемого повышением напряжения на переходе Π_2 . В точке *в* роль составляющих $\alpha_1 I_{\text{э}1}$ и $\alpha_2 I_{\text{э}2}$ и их суммы $(\alpha_1 + \alpha_2) I_a$ столь значительна в балансе составляющих токов (1.41), протекающих через переход Π_2 , что дальнейшее увеличение тока I_a возможно лишь за счет уменьшения тока $I_{\text{к}}$, а следовательно, уменьшения обуславливающего этот ток напряжения на переходе Π_2 и тиристоре U_a (отпирание прибора).

Уменьшение напряжения на переходе объясняется тем, что увеличение составляющих токов $\alpha_1 I_{\text{э}1}$ и $\alpha_2 I_{\text{э}2}$ через переход Π_2 вызывает увеличение потока электронов в n_1 -базу и дырок в p_2 -базу и соответственно появление в базах избыточных носителей заряда, снижающих потенциальный барьер коллекторного перехода. Одновременно с этим избыточные носители заряда в базах снижают потенциальные барьеры эмиттерных переходов Π_1 и Π_3 , вызывая дополнительную инжекцию носителей заряда. Это приводит к еще большему возрастанию коэффициентов α_1 и α_2 и заполнению носителями зарядов обеих баз тиристора. В приборе действует внутренняя положительная обратная связь, приводящая к лавинообразному развитию процесса его отпирания.

Участок *г—д* соответствует открытому состоянию тиристора. В точке *г* напряжение на переходе Π_2 равно нулю, ток $I_{\text{к}} = 0$, сумма коэффициентов $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$. Ток через переход Π_2 равен сумме составляющих $\alpha_1 I_{\text{э}1}$ и $\alpha_2 I_{\text{э}2}$. Напряжение на приборе U_a в точке *г* равно сумме напряжений на переходах Π_1 и Π_3 , смещенных в прямом направлении.

При перемещении по кривой от точки *г* к точке *д* ток через тиристор возрастает, что увеличивает коэффициенты α_1 и α_2 , а также их сумму ($\alpha_1 + \alpha_2 > 1$). Баланс составляющих токов через коллекторный переход достигается изменением полярности напряжения на переходе Π_2 («переполюсовка» коллекторного перехода на рис. 1.44), вследствие чего ток $I_{\text{к}}$ изменяет направление. Иными словами, коллекторный переход под действием избыточных зарядов — дырок в p_2 -базе и электронов в n_1 -базе, создаваемых потоками носителей соответственно первого и второго транзисторов, переводится в проводящее состояние, обеспечивая встречную инжекцию носителей заряда (ток $I_{\text{к}}$ теперь уже не является обратным током коллекторного перехода Π_2).

Таким образом, коллекторный ток $I_{\text{к}}$ играет существенную роль в работе тиристора, обеспечивая баланс составляющих токов через коллекторный переход. Необходимая величина $I_{\text{к}}$ устанавливается благодаря изменению напряжения на коллекторном переходе под действием зарядов, накапливаемых в базах тиристора.

На участке *г—д* все три *p-n*-перехода прибора находятся под прямым напряжением смещения. Напряжения на переходах Π_1 , Π_3 про-

тивоположны по знаку напряжению на переходе Π_2 . В связи с этим падение напряжения на приборе (0,75—1,5 В) примерно равно падению напряжения на одном переходе (как в диоде). Увеличение падения напряжения на тиристоре при движении по кривой от точки $г$ к точке $д$ объясняется повышением напряжения на переходах и ростом падения напряжения в слоях полупроводниковой структуры с увеличением тока.

Рассмотрим поведение тиристора при наличии тока управления ($I_y > 0$). С этой целью получим выражение для его анодного тока. При $I_y > 0$ также справедливо выражение (1.40), определяющее ток коллекторного перехода по его составляющим. Как и в предыдущем случае, $I_{\Pi 2} = I_{\Sigma 1} = I_a$, но в ток $I_{\Sigma 2}$ будет входить I_y , поэтому $I_{\Sigma 2} = I_a + I_y$. С учетом приведенных соотношений решение (1.40) относительно I_a дает

$$I_a = \frac{I_k + \alpha_2 I_y}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}. \quad (1.43)$$

В соответствии с выражением (1.43) ток управления приводит к более крутому нарастанию анодного тока. Это связано, во-первых, с наличием в числителе выражения (1.43) составляющей $\alpha_2 I_y$ и, во-вторых, с большим значением коэффициента α_2 вследствие возрастания тока $I_{\Sigma 2}$ на величину тока управления. Ввиду появления дополнительной составляющей $\alpha_2 I_y$ в токе коллекторного перехода и повышения коэффициента α_2 переключение тиристора из закрытого состояния в открытое происходит при меньшем напряжении на приборе (см. рис. 1.45). Процесс, связанный с переходом тиристора из закрытого состояния в открытое, происходит при $I_y \neq 0$ подобно рассмотренному. Влияние тока I_y на вольт-амперную характеристику тиристора иллюстрируют участки кривых $0-e$ и $0-ж$, показанные для двух значений тока управления $I_{y2} > I_{y1}$.

При некотором значении тока управления участок закрытого состояния тиристора на прямой ветви вольт-амперной характеристики исчезает и характеристика приближается к прямой ветви вольт-амперной характеристики простого $p-n$ -перехода (ветвь $0-г-д$). Наблюдается так называемое с п р я м л е н и е характеристики. Значение тока I_y , при котором происходит спрямление характеристики, определяет ток управления спрямления $I_{y,спр}$.

Тиристор как ключевой элемент нашел широкое применение в цепях постоянного и переменного токов. Рассмотренный режим работы, когда отпирание прибора следует после достижения на нем напряжения переключения $U_{пер}$ (переключение по цепи анода), используется лишь в схемах с динисторами.

Для тиристора переключение по цепи анода представляет интерес лишь с точки зрения анализа принципа действия и вольт-амперной характеристики этого прибора. *Практическое применение нашел режим отпирания по управляющему электроду*, т. е. за счет подачи на управляющий электрод отпирающего импульса напряжения. Сущность этого режима отпирания тиристора заключается в следующем.

В исходном состоянии тиристор закрыт, ток управления равен

нулю. Напряжение источника питания E меньше напряжения переключения тиристора $U_{\text{пер}}$. При $E > 0$ рабочая точка тиристора расположена на прямой ветви вольт-амперной характеристики $0 - в$. Через нагрузку и тиристор (см. рис. 1.44) протекает малый ток, соответствующий рабочей точке на этой ветви. В требуемый момент времени подают импульс управления E_y , задавая необходимый для отпирания тиристора импульс тока управления, больший тока спрямления. Тиристор открывается, и рабочая точка переходит на ветвь $г - д$. Ток через тиристор и нагрузку находят теперь из соотношения $I_a = I_b = (E - U_a)/R_n$, где U_a — падение напряжения на тиристоре, определяемое рабочей точкой на ветви $г - д$. Задачу определения токов и напряжений удобно решать графически, построив линию, проходящую через точки с координатами $(0; E/R_n)$ и $(E; 0)$ (см. рис. 1.45). Координаты точек пересечения этой линии с вольт-амперной характеристикой определяют ток и напряжение на тиристоре в закрытом и открытом состояниях.

Тиристоры выпускаются на диапазон прямых токов от десятков миллиампер до нескольких сотен ампер и напряжения от десятков вольт до нескольких киловольт.

Тиристоры малой и средней мощности применяются в релейной и коммутационной аппаратуре. Их справочными параметрами по току служат допустимое значение среднего прямого тока (как для маломощных выпрямительных диодов и диодов средней мощности; см. § 1.2) или максимальный постоянный прямой ток. Параметром по напряжению этих тиристорov является максимально допустимое напряжение, которое определяется по наименьшему из значений прямого ($U_{\text{пер}}$ при $I_y = 0$) и обратного напряжений, соответствующих началу крутого нарастания обратного тока.

Мощные тиристоры используются в системах преобразования электрической энергии. Параметры по току (I_n , $I_{p.n}$, $I_{уд}$) и напряжению (U_p , U_n , $U_{нп}$) у них те же, что и для мощных диодов (см. § 1.2). Параметры по напряжению указываются по наименьшему значению прямого и обратного напряжений. Мощные тиристоры выполняют с теплоотводом. Способы теплоотвода здесь те же, что и для мощных диодов. Подобным же образом решаются задачи последовательного и параллельного соединения тиристоров.

Из других наиболее существенных параметров необходимо указать обратный ток тиристора, напряжение и ток цепи управления, соответствующие переходу тиристора из закрытого состояния в открытое. Динамические параметры тиристора характеризуют время перехода тиристора из закрытого состояния в открытое (время включения $t_{\text{вк}}$) и время восстановления (время выключения $t_{\text{в}}$).

Восстановление запирающих свойств осуществляется за счет приложения к тиристору обратного напряжения. Величина $t_{\text{в}}$ определяет время, в течение которого происходит полное рассасывание носителей заряда в базовых слоях ранее проводившего тиристора при при-

ложении обратного напряжения, по окончании которого к прибору может быть вновь приложено напряжение в прямом направлении без опасения его самопроизвольного отпирания. Процесс восстановления запирающих свойств происходит за счет двух факторов: протекания обратного тока через тиристор, при котором отводится основная часть носителей заряда, накопленных в базах прибора, и рекомбинации оставшихся носителей заряда. Величины $t_{\text{вк}}$ и $t_{\text{в}}$ определяют частотные свойства тиристора и зависят от его типа. Время $t_{\text{вк}}$ составляет от 1—5 до 30 мкс, а время $t_{\text{в}}$ — от 5—12 до 250 мкс.

Фототиристор (см. рис. 1.42, з) по принципу действия подобен рассмотренному. Отличие заключается в том, что увеличение

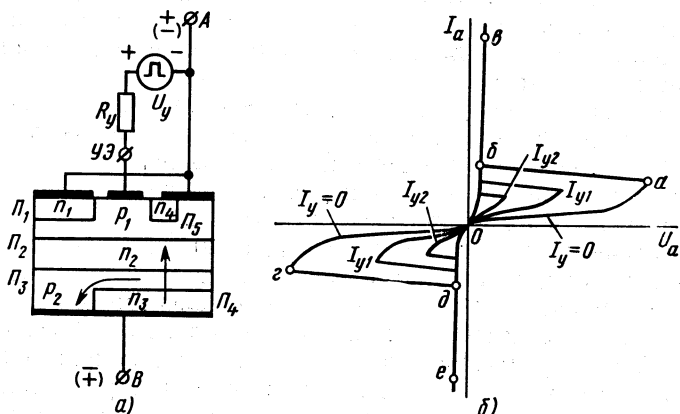


Рис. 1.47. Полупроводниковая структура симистора (а) и его вольт-амперная характеристика (б)

числа носителей заряда в тиристоре, необходимое для его отпирания, производится не за счет тока управления, а за счет освещения прибора (p_2 -слоя на рис. 1.44). С этой целью в корпусе прибора предусматривается специальное окно. Фототиристоры нашли широкое применение в высоковольтных установках преобразования электрической энергии, поскольку они позволяют надежно решать задачу развязки по напряжению выходной цепи прибора и системы управления.

Вольт-амперные характеристики двухоперационного тиристора (см. рис. 1.42, в) такие же, как и у однооперационного. В двухоперационных тиристорах запираение осуществляется не изменением полярности напряжения анод — катод, а пропусканием через управляющий электрод импульса тока, противоположного по направлению току отпирания. При этом используется свойство внутренней положительной обратной связи, действующей в приборе. При пропускании встречного тока в цепи управляющего электрода ток базы транзистора T_2 уменьшается, что приводит к уменьшению всех составляющих токов тиристора, а следовательно, к снижению анодного тока и запираению прибора. Двухоперационные тиристоры выпускаются на токи до 10 А.

В симметричных тиристорах (симисторах, см. рис. 1.42, д) с помощью комбинации p - и n -слоев создают полупроводниковую структуру (рис. 1.47, а), в которой как при одной, так и при другой полярности напряжения выполняются условия, соответствующие прямой ветви вольт-амперной характеристики обычного тиристора. Прибор способен проводить ток в обоих направлениях; его вольт-амперные характеристики приведены на рис. 1.47, б.

Верхняя часть структуры симистора (рис. 1.47, а) состоит из слоев n_1 , p_1 и n_4 . Ее крайние слои металлизации электрически объединены и связаны с внешним выводом А прибора. В нижней части структуры слой металлизации, имеющий контакт с внешним выводом В прибора, связывает электрически слои p_2 и n_3 . Вывод от центральной части p_1 -слоя является управляющим электродом тиристора. Слои с противоположным типом электропроводности образуют в структуре пять p - n -переходов.

Предположим, что тиристор закрыт и к внешнему выводу А относительно вывода В подано напряжение положительной полярности (на рис. 1.47, а показана без скобок). При этом переходы P_2 , P_4 смещаются в прямом направлении, а переход P_3 — в обратном. Все внешнее напряжение будет приложено к переходу P_3 .

При подаче на управляющий электрод импульса напряжения положительной полярности относительно вывода А переход P_5 смещается в прямом направлении и инжектирует электроны из n_4 -слоя в p_1 -слой. Инжектируемые электроны под действием диффузии проходят p_1 -слой в направлении перехода P_2 . Прямое напряжение на переходе P_2 будет ускоряющим для электронов, которые входят в n_2 -слой. Вошедшие электроны снижают потенциал n_2 -слоя относительно p_1 -слоя, прямое напряжение на переходе P_2 увеличивается, что приводит к инжекции дырок из p_1 -слоя в n_2 -слой. Пройдя под действием диффузии n_2 -слой, дырки попадают в ускоряющее поле перехода P_3 и перебрасываются в p_2 -слой. Диффузионное движение дырок в p_2 -слое в направлении внешнего вывода В возможно лишь по пути огибания перехода P_4 (на рис. 1.47, а показано стрелкой), так как поле перехода P_4 для дырок будет тормозящим.

В результате протекания дырочного тока через p_2 -слой в нем создается падение напряжения, которое увеличивает прямое смещение перехода P_4 . В свою очередь, увеличиваются инжекция электронов из n_3 -слоя в p_2 -слой и последующий их переход в n_2 -слой во встречном направлении. Появление дополнительного числа электронов в n_2 -слое вызывает еще больший поток дырок в направлении внешнего вывода В.

В приборе действует внутренняя положительная обратная связь, приводящая к лавинообразному процессу нарастания тока через прибор и отпиранию правой половины тиристорной структуры p_1 - n_2 - p_2 - n_3 . Таким образом, в результате подачи импульса управления осуществляется переход тиристора с участка закрытого состояния 0 — а на участок открытого состояния б — в вольт-амперной характеристики рис. 1.47, б.

При подведении к тиристоры напряжения противоположной по-

лярности (на рис. 1.47, а показана в скобках) поведение прибора определяется структурой левой его части $p_1-p_1-p_2-p_2$, соответствующей обычному тиристорному с внешним напряжением, приложенным в прямом направлении.

Симисторы выпускаются на токи до 160 А и напряжения до 1200 В.

§ 1.6. КОМПОНЕНТЫ МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ

Современное развитие всех областей промышленности характеризуется значительным усложнением задач, возлагаемых на электронную аппаратуру. В этих условиях построение аппаратуры на основе дискретных компонентов (транзисторов, диодов, резисторов, конденсаторов и т. д.) не может удовлетворить предъявляемых к ней требований. Множество компонентов, разветвленность межэлементных соединений, обилие паяк, низкая плотность монтажа приводят к значительной трудоемкости изготовления, большому массе и габаритам, высокой стоимости и низкой надежности аппаратуры при таком принципе ее выполнения.

Микроэлектроника — это современное направление электроники, охватывающее конструирование, изготовление и применение электронных узлов, блоков и устройств с высокой степенью миниатюризации. Микроэлектроника решает проблемы существенного повышения надежности, уменьшения массо-габаритных показателей и стоимости электронной аппаратуры.

В основу микроэлектроники положен интегральный принцип изготовления и применения электронных компонентов, при котором каждый компонент представляет собой не отдельно взятый транзистор, диод, резистор, конденсатор и т. д., а их неразъемное схемное соединение, представляющее собой некоторый узел, блок или целое устройство электронной аппаратуры. В связи с этим компоненты микроэлектроники носят название интегральных микросхем или просто микросхем. Количество элементов, входящих в микросхему, может достигать нескольких сотен, тысяч и более (см. § 3.16).

По конструктивно-технологическим признакам интегральные микросхемы классифицируются на полупроводниковые (монокристаллические), гибридные и смешанные.

В полупроводниковых интегральных микросхемах все элементы изготавливают в общей полупроводниковой подложке (кристалле кремния) в процессе общих технологических операций. В качестве активного элемента применяют биполярный или полевой (МПД) транзистор. В соответствии с этим полупроводниковые микросхемы подразделяют на биполярные и МПД-микросхемы.

В биполярных микросхемах используются почти исключительно транзисторы типа $p-n-p$. Это объясняется большим быстродействием кремниевых транзисторов типа $p-n-p$ по сравнению с транзисторами типа $n-p-n$ и возможностью получения для транзисторов типа $p-n-p$ большего значения коэффициента α . Оба преимуще-

ства транзисторов типа $n-p-n$ обусловлены тем, что подвижность и коэффициент диффузии электронов в кремнии почти в три раза выше, чем дырок (см. § 1.1). Задача получения больших значений коэффициента α облегчается также благодаря широкому применению фосфора — лучшего донорного диффузанта для кремния, обладающего хорошей растворимостью в кремнии. Тем самым облегчается задача создания сильнолегированной эмиттерной области транзистора по сравнению с базовой для увеличения коэффициента инжекции γ , а следовательно, и коэффициента передачи α .

Пассивные элементы в биполярных микросхемах изготавливают на основе $p-n$ -переходов (диоды и конденсаторы) и слоев полупроводника (резисторы). При этом диоды получают на основе транзисторных структур с использованием его $p-n$ -переходов; например, анодом диода является эмиттер транзистора, а катодом — соединенные вместе базы и коллектор. Такой принцип получения диодов на практике оказывается проще, чем специальное формирование $p-n$ -переходов. Емкость конденсаторов, создаваемых на основе $p-n$ -перехода (где используется его барьерная емкость при обратном напряжении), получается относительно небольшой (400 пФ). Созданные же другими методами конденсаторы занимали бы больший объем кристалла. В связи с указанным конденсаторы в полупроводниковых микросхемах находят ограниченное применение. Индуктивность как элемент здесь вообще не используют.

В МДП-микросхемах преимущественное распространение получили полевые транзисторы с индуцированным каналом. Напряжение пробоя участка сток — затвор в микросхемных МДП-транзисторах существенно выше, чем коллекторного перехода в биполярных транзисторах. По этой причине МДП-микросхемы применяются при более высоком напряжении питания, чем биполярные микросхемы. При соответствующем включении МДП-транзистор может быть использован и как пассивный элемент — резистор. Это позволяет создавать микросхемы только на основе МДП-структур. Технология изготовления МДП-микросхем существенно проще технологии изготовления биполярных микросхем.

Полупроводниковые микросхемы изготавливают групповым методом, при котором за один технологический цикл одновременно получают несколько тысяч микросхем. Исходной является кремниевая пластина диаметром 30—50 мм и толщиной 0,2—0,3 мм. Пластина представляет собой основу 300—500 микросхем, причем одновременно обрабатывается партия до сотни пластин. Площадь одной микросхемы определяется единицами квадратных миллиметров (или даже долями единицы) с числом активных и пассивных элементов, составляющих десятки, сотни и тысячи штук. Размеры участков кристалла, занимаемых каждым элементом, измеряются микрометрами. Соединение элементов в микросхемах производят частично в объеме кристалла, а частично — металлизацией на поверхности.

Электрическая изоляция элементов в МДП-микросхемах осуществляется межэлементными областями исходного полупроводника (рис. 1.48, а). Для изоляции элементов в биполярных микросхемах

наибольшее применение получило создание вокруг каждого элемента обратносмещенного p - n -перехода (рис. 1.48, б) и размещение элементов внутри охватывающих слоев диэлектрика (рис. 1.48, в). Обратное смещение p - n -переходов, расположенных между двумя соседними элементами (рис. 1.48, б), создается подачей на подложку p -типа самого низкого отрицательного потенциала. Слой диэлектрика (рис. 1.48, в)

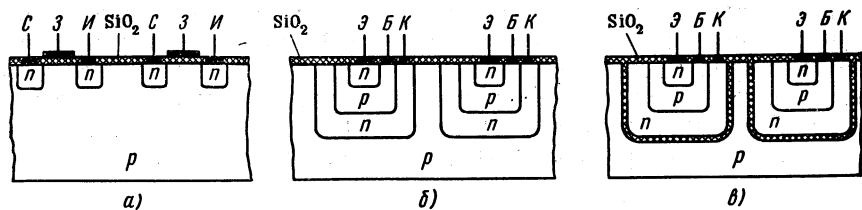


Рис. 1.48. Выполнение транзисторных структур в МДП-микросхемах (а), в биполярных микросхемах с изолирующими p - n -переходами (б) и с изоляцией диэлектриком (в)

представляет собой пленку двуокиси кремния, получаемую в процессе изготовления микросхемы.

Процесс изготовления микросхем базируется на планарной и планарно-эпитаксиальной технологии. Полупроводниковые слои создаются способами локальной диффузии и эпитаксиального наращивания. Важнейшими этапами получения слоев требуемой конфигурации являются создание защитных слоев из двуокиси кремния и их прецизионное фотолитографическое локальное травление. В связи с этим термическое окисление кремния и методы фотолитографии входят в число основных операций в производстве полупроводниковых микросхем.

В гибридных интегральных микросхемах на керамической подложке методом последовательного нанесения пленок получают пассивные элементы (резисторы, конденсаторы, индуктивности, соединительные проводники). Активные элементы (транзисторы), а также диоды в микроминиатюрном бескорпусном исполнении применяют в качестве навесных элементов. Использование дискретных элементов объясняется отсутствием в настоящее время отработанной технологии получения пленочных транзисторов и диодов. Микросхемы с толщиной пленки менее 1 мкм относят к тонкопленочным, а более 1 мкм — к толстопленочным.

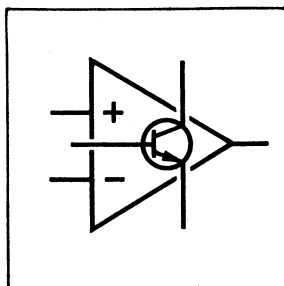
Тонкие пленки, из которых создают пассивные элементы, получают методом осаждения в вакууме через трафареты. В основу технологии положены испарение материала путем его нагрева до соответствующей температуры и последующая конденсация материала из газовой фазы на более холодную подложку.

Исходным материалом при производстве толстопленочных микросхем являются различные проводящие пасты для создания проводников, контактных площадок, обкладок конденсаторов,

индуктивностей и резисторов, а также диэлектрические пасты для получения диэлектриков конденсаторов. Пасты наносят на керамическую подложку через трафареты с последующим вжиганием.

В совмещенных интегральных микросхемах активные элементы создают по планарной или планарно-эпитаксиальной технологии в объеме полупроводника, а пассивные элементы получают методами пленочной технологии.

Интегральные микросхемы предназначены для решения самых разнообразных задач. В соответствии с функциональным назначением интегральные микросхемы подразделяют на логические элементы, усилители, генераторы и т. д. В общем виде их можно разделить на два больших класса: цифровые и аналоговые (линейные) микросхемы (подробнее см. гл. 2, 3).



УСИЛИТЕЛИ

§ 2.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Усилителем называют устройство, предназначенное для увеличения параметров электрического сигнала (напряжения, тока, мощности). Усилитель (рис. 2.1) имеет входную цепь, к которой подключается усиливаемый сигнал, и выходную цепь, с которой выходной сигнал снимается и подается в нагрузку.

Основными параметрами усилителя являются коэффициент усиления по напряжению $K_U = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$, коэффициент усиления по току $K_I = I_{\text{вых}}/I_{\text{вх}}$ и коэффициент усиления по мощности $K_P = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}} = \frac{U_{\text{вых}}I_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}I_{\text{вх}}} = K_U K_I$.

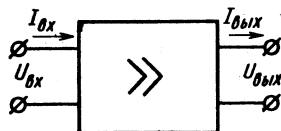


Рис. 2.1. К определению параметров усилителя

Для усилителя возможны различные значения коэффициентов усиления K_U , K_I , K_P , но принципиально то, что коэффициент усиления по мощности K_P больше (обычно существенно больше) единицы. Из этого следует обязательное условие, согласно которому больше единицы будет также один из двух других коэффициентов усиления (K_U или K_I) или все три коэффициента, что часто и имеет место на практике. При $K_U < 1$ и $K_I < 1$ устройство потеряло бы смысл как усилитель.

Коэффициенты усиления K_U , K_I , K_P являются взаимосвязанными параметрами. Вместе с тем при расчете или выборе усилителя для конкретного случая применения предпочтение может отдаваться одному из указанных параметров. Это зависит от того, какой параметр сигнала на выходе усилителя (напряжение, ток или мощность) является определяющим. Наиболее часто им служит напряжение выходного сигнала. По этой причине в справочниках по усилителям, как правило, указывается параметр K_U .

Коэффициенты усиления K_U , K_I , K_P следует считать основными из большого числа параметров, характеризующих усилитель и зависящих от его назначения. Другие параметры рассматриваются далее по ходу изложения материала.

Классификация усилителей

Все усилители можно подразделить на два класса — с линейным и нелинейным режимами работы.

К усилителям с линейным режимом работы (или усилителям мгновенных значений) предъявляется требование получения выходного сигнала, близкого по форме к входному. Искажения формы сигнала, вносимые усилителем, должны быть минимальными. Это достигается благодаря пропорциональной передаче усилителем мгновенных значений напряжения (тока), составляющих во времени входной сигнал. Коэффициенты усиления здесь рассчитывают по амплитудным или действующим значениям (в случае синусоидального сигнала) напряжения и тока.

Важнейшим показателем усилителей с линейным режимом работы является амплитудно-частотная характеристика (АЧХ), отражающая зависимость модуля коэффициента усиления K_U , определенного для синусоидального входного сигнала, от частоты. В зависимости от вида АЧХ усилители с линейным режимом работы подразделяют (рис. 2.2) на усилители медленно изменяющегося сигнала (усилители постоянного тока — УПТ), усилители звуковых частот (УЗЧ), усилители высокой частоты (УВЧ), широкополосные усилители (ШПУ) и узкополосные усилители (УПУ).

Характерная особенность УПТ — способность усиливать сигналы с нижней частотой, приближающейся к нулю ($f_H \rightarrow 0$). Верхняя

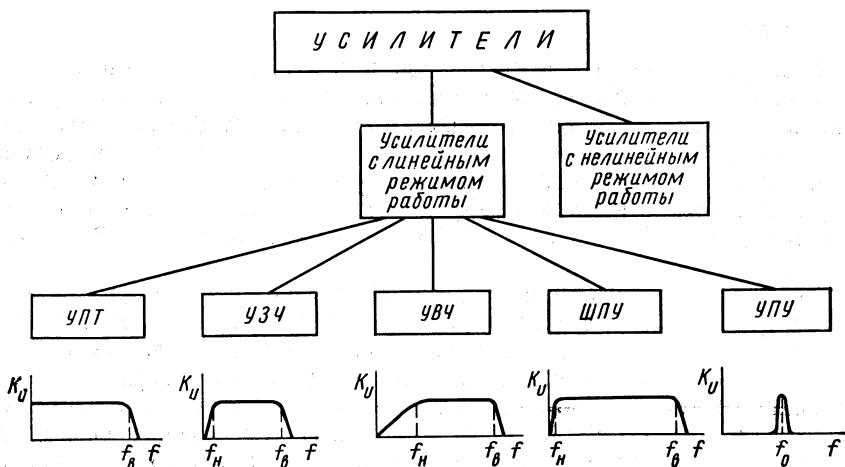


Рис. 2.2. Классификация усилителей

граница частоты f_v в УПТ может составлять в зависимости от назначения 10^3 — 10^8 Гц. УЗЧ характеризуется частотным диапазоном от десятков герц (f_n) до 15—20 кГц (f_v). УВЧ имеют полосу пропускания от десятков килогерц до десятков и сотен мегагерц. ШПУ имеют нижнюю границу частоты примерно такую же, как УЗЧ, и верхнюю — как УВЧ. На основе ШПУ выполняются *линейные импульсные усилители*. УПУ характеризуются пропусканием узкой полосы частот.

В усилителях с нелинейным режимом работы пропорциональность в передаче мгновенных значений входного сигнала отсутствует. После достижения некоторой величины напряжения входного сигнала при его увеличении сигнал на выходе усилителя остается без изменения (ограничивается на некотором уровне). Такие усилители нашли применение для преобразования входного сигнала, например синусоидального, в импульсный сигнал (*усилители-ограничители*). Они используются также для усиления импульсов (*нелинейные импульсные усилители*).

В данной главе рассматриваются преимущественно усилители с линейным режимом работы. Специфика нелинейного режима работы усилителей описана в § 3.2.

В настоящее время усилительная техника базируется на *линейных (аналоговых) интегральных микросхемах*, что учитывается смысловой направленностью представленного материала.

§ 2.2. УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Принцип построения усилительных каскадов

Многие усилители состоят из нескольких ступеней, осуществляющих последовательное усиление сигнала и обычно называемых *каскадами*. Число каскадов в таких *многоступенчатых* усилителях зависит от требуемых значений коэффициентов усиления K_I , K_U , K_P . В зависимости от выполняемых функций усилительные каскады подразделяют на *каскады предварительного усиления* и *выходные каскады*. Каскады предварительного усиления предназначены для повышения уровня сигнала по напряжению, а выходные каскады — для получения требуемых тока или мощности сигнала в нагрузке.

Схемы усилительных каскадов характеризуются большим разнообразием. Они могут отличаться числом и режимом работы используемых транзисторов при усилении переменного сигнала. Вместе с тем принцип построения главных цепей усилительных каскадов один и тот же. *Принцип построения и работы различных каскадов удобно показать на примере структурной схемы рис. 2.3, а, действительной для усилительных каскадов на одном транзисторе.*

Основными элементами каскада являются управляемый элемент УЭ, функцию которого выполняет биполярный или полевой транзистор, и резистор R . Совместно с напряжением питания E эти элементы образуют *выходную цепь каскада*. Усиливаемый

сигнал $u_{вх}$, принятый на рис. 2.3, а для простоты синусоидальным, подается на вход УЭ. Выходной сигнал $u_{вых}$ снимается с выхода УЭ или с резистора R . Он создается в результате изменения сопротивления УЭ и, следовательно, тока i в выходной цепи под воздействием входного напряжения. Процесс усиления основывается на преобразовании энергии источника постоянного напряжения E в энергию пере-

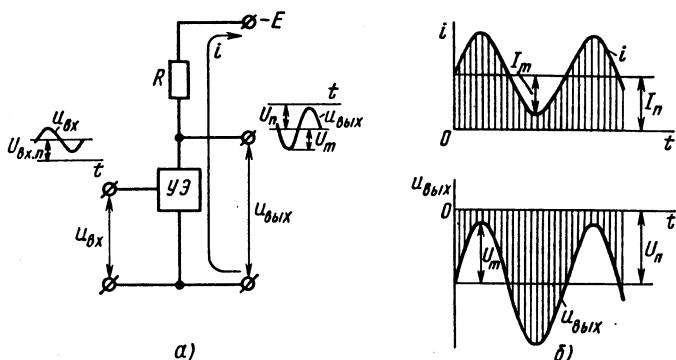


Рис. 2.3. Принцип построения (а) и временные диаграммы (б) усилительного каскада

менного напряжения в выходной цепи за счет изменения сопротивления УЭ по закону, задаваемому входным сигналом.

Для усилительных каскадов, питающихся постоянным напряжением, важно выявить сущность получения переменного выходного напряжения (или приращений напряжения обоих знаков на выходе) при переменном напряжении на входе.

Ввиду использования для питания источника постоянного напряжения E ток i в выходной цепи каскада является однонаправленным (рис. 2.3, а). При этом переменный ток и напряжение выходной цепи (пропорциональные току и напряжению входного сигнала) следует рассматривать как переменные составляющие суммарных тока и напряжения, накладываются на их постоянные составляющие $I_п$ и $U_п$ (рис. 2.3, б). Связь между постоянными и переменными составляющими должна быть такой, чтобы амплитудные значения переменных составляющих не превышали постоянных составляющих, т. е. $I_п \geq I_m$ и $U_п \geq U_m$. Если эти условия не будут выполняться, ток i в выходной цепи на отдельных интервалах будет равен нулю, что приведет к искажению формы выходного сигнала. Таким образом, для обеспечения работы усилительного каскада при переменном входном сигнале в его выходной цепи должны быть созданы постоянные составляющие тока $I_п$ и напряжения $U_п$. Задачу решают путем подачи во входную цепь каскада помимо усиливаемого сигнала соответствующего постоянного напряжения $U_{вх.п}$ (или задания соответствующего постоянного входного тока $I_{вх.п}$).

Постоянные составляющие тока и напряжения определяют так называемый режим покоя усилительного каскада. Параметры

режима покоя по входной цепи ($I_{вх.п.}$, $U_{вх.п.}$) и по выходной цепи ($I_{п.}$, $U_{п.}$) характеризуют электрическое состояние схемы в отсутствие входного сигнала.

Таким образом, усилительные свойства каскадов усиления основываются на следующем.

При подаче на управляемый элемент напряжения входного сигнала в токе выходной цепи создается переменная составляющая, вследствие чего на управляемом элементе образуется аналогичная составляющая напряжения, превышающая переменную составляющую напряжения на входе. Усилительные свойства проявляются тем сильнее, чем больше сказывается влияние входного сигнала на выходной ток управляемого элемента и чем сильнее проявляется воздействие изменения тока в выходной цепи на изменение напряжения на управляемом элементе (т. е. чем выше сопротивление R).

Показатели усилительных каскадов зависят от способа включения транзистора, выполняющего роль управляемого элемента. В связи с этим анализ усилительных каскадов на биполярных транзисторах проводится ниже для трех способов включения: с общим эмиттером (ОЭ), общим коллектором (ОК) и общей базой (ОБ). Каскады рассматриваются в предположении синусоидальной формы кривой усиливаемого сигнала в области средних частот, для которых реактивное сопротивление дополнительных вводимых в схемы конденсаторов можно считать равным нулю, а влиянием паразитных емкостей схемы и транзистора, а также зависимостью коэффициента α транзистора от частоты — пренебречь (частотные свойства каскадов рассматриваются в § 2.4). Анализ проводится на примере каскадов на транзисторах типа $p-n-p$.

Усилительный каскад ОЭ

Существует множество вариантов выполнения схемы усилительного каскада на транзисторе ОЭ. Это обусловлено главным образом особенностями задания режима покоя каскада. Особенности усилительных каскадов ОЭ рассмотрим на примере схемы рис. 2.4, получившей наибольшее применение при реализации каскада на дискретных компонентах.

Основными элементами схемы являются источник питания E_k , управляемый элемент — транзистор T и резистор R_k . Эти элементы образуют главную цепь усилительного каскада, в которой за счет протекания управляемого по цепи базы коллекторного тока создается усиленное переменное напряжение на выходе схемы. Остальные элементы

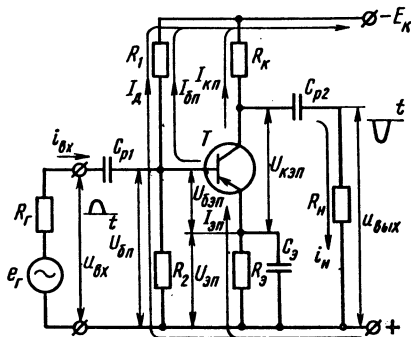


Рис. 2.4. Схема усилительного каскада ОЭ

каскада выполняют вспомогательную роль. Конденсаторы C_{p1} , C_{p2} являются разделительными. Конденсатор C_{p1} исключает шунтирование входной цепи каскада цепью источника входного сигнала по постоянному току, что позволяет, во-первых, исключить протекание постоянного тока через источник входного сигнала по цепи $E_K - R_1 - R_f$ и, во-вторых, обеспечить независимость от внутреннего сопротивления этого источника R_f напряжения на базе $U_{бп}$ в режиме покоя. Функция конденсатора C_{p2} сводится к пропусканию в цепь нагрузки переменной составляющей напряжения и задержанию постоянной составляющей.

Резисторы R_1 , R_2 используются для задания режима покоя каскада. Поскольку биполярный транзистор управляется током, ток покоя управляемого элемента (в данном случае ток $I_{кп}$) создается заданием соответствующей величины тока базы покоя $I_{бп}$. Резистор R_1 предназначен для создания цепи протекания тока $I_{бп}$. Совместно с R_2 резистор R_1 обеспечивает исходное напряжение на базе $U_{бп}$ относительно зажима «+» источника питания.

Резистор R_3 является элементом отрицательной обратной связи, предназначенным для стабилизации режима покоя каскада при изменении температуры. Конденсатор C_3 шунтирует резистор R_3 по переменному току, исключая тем самым проявление отрицательной обратной связи в каскаде по переменным составляющим. Отсутствие конденсатора C_3 привело бы к уменьшению коэффициентов усиления схемы.

Название схемы «с общим эмиттером» означает, что вывод эмиттера транзистора по переменному току является общим для входной и выходной цепей каскада.

Температурная зависимость параметров режима покоя обуславливается зависимостью коллекторного тока покоя $I_{кп}$ от температуры. Основными причинами такой зависимости являются изменения от температуры начального тока коллектора $I_{к0(э)}$, напряжения $U_{бэ}$ и коэффициента β . Температурная нестабильность указанных параметров приводит к прямой зависимости тока $I_{кп}$ от температуры. При отсутствии мер по стабилизации тока $I_{кп}$ его температурные изменения вызывают изменение режима покоя каскада, что может привести, как будет показано далее, к режиму работы каскада в нелинейной области характеристик транзистора и искажению формы кривой выходного сигнала. Вероятность появления искажений повышается с увеличением амплитуды выходного сигнала.

Проявление отрицательной обратной связи и ее стабилизирующего действия на ток $I_{кп}$ нетрудно показать непосредственно на схеме рис. 2.4. Предположим, что под влиянием температуры ток $I_{кп}$ увеличился. Это отражается на увеличении тока $I_{эп}$, повышении напряжения $U_{эп} = I_{эп}R_3$ и соответственно снижении напряжения $U_{бэп} = U_{бп} - U_{эп}$. Ток базы $I_{бп}$ уменьшается, вызывая уменьшение тока $I_{кп}$, чем создается препятствие наметившемуся увеличению тока $I_{кп}$. Иными словами, стабилизирующее действие отрицательной обратной связи, создаваемой резистором R_3 , проявляется в том, что температурные изменения параметров режима покоя передаются

цепью обратной связи в противофазе на вход каскада, препятствуя тем самым изменению тока $I_{кп}$, а следовательно, и напряжения $U_{кэп}$.

Принцип действия каскада ОЭ заключается в следующем. При наличии постоянных составляющих токов и напряжений в схеме подача на вход каскада переменного напряжения приводит к появлению переменной составляющей тока базы транзистора, а следова-

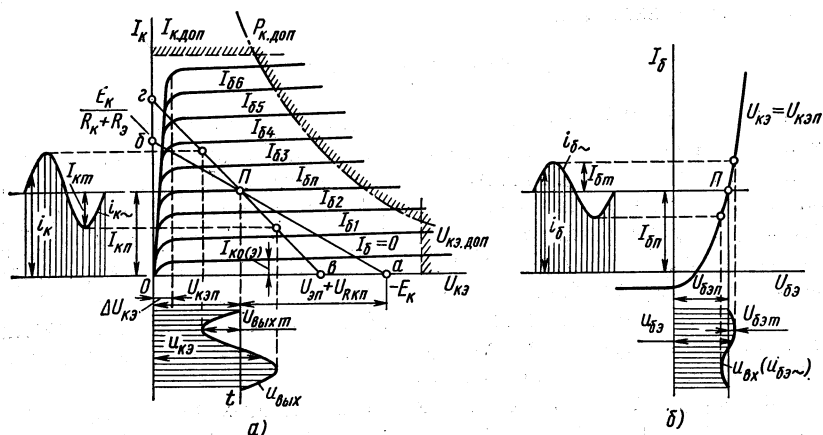


Рис. 2.5. Графическое определение режима покоя каскада ОЭ на коллекторных (а) и базовой (б) характеристиках транзистора

тельно, переменной составляющей тока в выходной цепи каскада (в коллекторном токе транзистора). За счет падения напряжения на резисторе R_k создается переменная составляющая напряжения на коллекторе, которая через конденсатор $C_{р2}$ передается на выход каскада — в цепь нагрузки.

Рассмотрим основные положения, на которых базируется расчет элементов схемы каскада, предназначенных для обеспечения требуемых параметров режима покоя (расчет по постоянному току).

Анализ каскада по постоянному току проводят графоаналитическим методом, основанным на использовании графических построений и расчетных соотношений. Графические построения проводятся с помощью выходных (коллекторных) характеристик транзистора (рис. 2.5, а). Удобство метода заключается в наглядности нахождения связи параметров режима покоя каскада ($U_{кэп}$ и $I_{кп}$) с амплитудными значениями его переменных составляющих (выходного напряжения $U_{выхт}$ и тока $I_{кпт}$), являющимися исходными при расчете каскада.

На выходных характеристиках рис. 2.5, а проводят так называемую линию нагрузки каскада по постоянному току (а—б), представляющую собой геометрические места точек, координаты $U_{кэ}$ и I_k которых соответствуют возможным значениям

точки (режима) покоя каскада. Аналитически зависимость $U_{кэп} = F(I_{кп})$ находят из уравнения, характеризующего баланс напряжений в выходной цепи каскада:

$$U_{кэп} = E_k - I_{кп} R_k - I_{эп} R_э = E_k - I_{кп} R_k - \frac{I_{кп}}{\alpha} R_э. \quad (2.1)$$

Поскольку коэффициент α близок к единице, без особой погрешности можно записать

$$U_{кэп} = E_k - I_{кп} (R_k + R_э). \quad (2.2)$$

Выражение (2.2) является графическим уравнением прямой. В связи с этим построение линии нагрузки каскада по постоянному току удобно провести по двум точкам, характеризующим режим холостого хода (точка а) и короткого замыкания (точка б) выходной цепи каскада (рис. 2.5, а). Для точки а $I_{кп} = 0$, $U_{кэп} = -E_k$ и для точки б $U_{кэп} = 0$, $I_{кп} = E_k / (R_k + R_э)$. Выбрав по входной (базовой) характеристике $I_б = F(U_{бэ})$ необходимое значение тока базы покоя $I_{бп}$, тем самым определим координаты точки П пересечения соответствующей выходной характеристики при $I_б = I_{бп}$ с линией нагрузки каскада по постоянному току (рис. 2.5, а).

При определении переменных составляющих выходного напряжения каскада и коллекторного тока транзистора используют линию нагрузки каскада по переменному току. При этом необходимо учесть, что по переменному току сопротивление в цепи эмиттера транзистора равно нулю, так как резистор $R_э$ шунтируется конденсатором $C_э$, а к коллекторной цепи подключается нагрузка, поскольку сопротивление конденсатора $C_{р2}$ по переменному току мало. Если к тому же учесть, что сопротивление источника питания E_k по переменному току также близко к нулю, то окажется, что сопротивление каскада по переменному току определяется сопротивлениями резисторов R_k и R_n , включенных параллельно, т. е. $R_{н\sim} = R_k \parallel R_n$. Сопротивление нагрузки каскада по постоянному току $R_{н-} = R_k + R_э$ больше, чем по переменному току $R_{н\sim} = R_k \parallel R_n$.

Поскольку при наличии входного сигнала напряжение и ток транзистора представляют собой суммы постоянных и переменных составляющих, линия нагрузки по переменному току проходит через точку покоя П (рис. 2.5, а). Наклон линии нагрузки по переменному току будет больше, чем по постоянному току. Линию нагрузки по переменному току строят по отношению приращений напряжения к току: $\Delta U_{кэ} / \Delta I_k = R_k \parallel R_n$.

При подаче на вход каскада (см. рис. 2.4) напряжения $u_{вх}$ в базовой цепи транзистора создается переменная составляющая тока $i_{б\sim}$, связанная с напряжением $u_{вх}$ входной характеристикой транзистора (рис. 2.5, б). Так как ток коллектора через коэффициент β пропорционально зависит от тока базы, в коллекторной цепи транзистора создаются переменная составляющая тока $i_{к\sim}$ (рис. 2.5, а) и переменное выходное напряжение $u_{вых}$, связанное с током $i_{к\sim}$ линией нагрузки по переменному току. При этом линия нагрузки по

переменному току характеризует изменение мгновенных значений тока коллектора i_k и напряжения на транзисторе $u_{кэ}$ или, как говорят, перемещение рабочей точки. Рабочая точка перемещается вниз от точки покоя П при положительной полуволне входного напряжения и вверх — при отрицательной полуволне. Очевидно, для исключения искажений выходного сигнала необходимо, чтобы рабочая точка при перемещении вверх по линии нагрузки не заходила в область нелинейных начальных участков выходных характеристик, а при перемещении вниз — в область начальных токов коллектора $I_{к0(э)}$. Работа каскада без искажений выходного сигнала достигается за счет обеспечения соответствующей величины входного сигнала и правильного выбора режима (точки) покоя.

Рассмотрим факторы, которые следует учитывать при выборе точки покоя и расчете конкретного каскада. Исходными параметрами являются амплитудные значения переменных составляющих напряжения $U_{выхт}$ и тока нагрузки $I_{вт}$, мощность в нагрузке P_n и сопротивление нагрузки R_n . При существующих связях между указанными параметрами в принципе достаточно знать только два из них, например $U_{вых}$ и R_n , чтобы найти все остальные.

Для исключения возможных искажений усиленного сигнала параметры режима покоя должны удовлетворять следующим условиям (рис. 2.5, а):

$$U_{кэп} > U_{выхт} + \Delta U_{кэ}, \quad (2.3)$$

$$I_{кп} > I_{кн} + I_{к0(э) \max}, \quad (2.4)$$

где $\Delta U_{кэ}$ — напряжение на коллекторе, соответствующее области нелинейных начальных участков выходных характеристик транзистора; $I_{к0(э) \max}$ — начальный ток коллектора, соответствующий максимальной температуре.

Ток $I_{кн}$ связан с выходным напряжением каскада соотношением

$$I_{кн} = \frac{U_{выхт}}{R_k \parallel R_n} = \frac{U_{выхт}}{R_n \sim}. \quad (2.5)$$

Чтобы увеличить коэффициенты усиления каскада, величину R_k выбирают в 3—5 раз больше R_n .

По выбранному току $I_{кп}$ находят ток базы покоя:

$$I_{бп} = \frac{I_{кп} - I_{к0(э)}}{\beta}, \quad (2.6)$$

а по входным характеристикам транзистора (рис. 2.5, б) — напряжение $U_{бэп}$.

Ток эмиттера покоя связан с токами $I_{бп}$ и $I_{кп}$ соотношением

$$I_{эп} = (1 + \beta) I_{бп} + I_{к0(э)} = \frac{I_{кп} - I_{к0(э)}}{\beta} (1 + \beta) + I_{к0(э)} \approx I_{кп}. \quad (2.7)$$

При выборе величины E_k (если она не задана) необходимо руководствоваться условием

$$E_K = U_{KЭП} + I_{KП} R_K + U_{ЭП}, \quad (2.8)$$

$$U_{ЭП} = I_{ЭП} R_9 \approx I_{KП} R_9. \quad (2.9)$$

При определении величины $U_{ЭП}$ исходят из следующих соображений. Повышение напряжения $U_{ЭП}$ сказывается на увеличении температурной стабильности режима покоя каскада, так как при этом сопротивление R_9 получается больше и тем самым увеличивается глубина отрицательной обратной связи по постоянному току в каскаде. Однако при этом необходимо повышать напряжение питания E_K схемы. В соответствии с указанным величину $U_{ЭП}$ выбирают равной $(0,1 \div 0,3) E_K$.

С учетом выражения (2.8) получаем

$$E_K = \frac{U_{KЭП} + I_{KП} R_K}{0,7 \div 0,9}. \quad (2.10)$$

Сопротивление R_9 находят из отношения

$$R_9 = U_{ЭП} / I_{KП}. \quad (2.11)$$

При расчете элементов входного делителя следует исходить из таких соображений. С точки зрения температурной стабильности режима покоя нужно, чтобы изменение тока базы покоя $I_{БП}$ (вследствие температурной нестабильности напряжения $U_{БЭП}$) слабо отражалось на изменении напряжения $U_{БП}$.

Для этого требуется, чтобы ток делителя I_D , протекающий через резисторы R_1 и R_2 , превышал ток $I_{БП}$ через резистор R_1 . Однако при условии $I_D \gg I_{БП}$ сопротивления R_1 и R_2 получаются малыми и оказывают сильное шунтирующее действие на входную цепь транзистора. Поэтому при расчете элементов входного делителя вводят ограничения:

$$R_6 = R_1 \parallel R_2 = (2 \div 5) r_{вх}, \quad (2.12)$$

$$I_D = (2 \div 5) I_{БП}, \quad (2.13)$$

где $r_{вх}$ — входное сопротивление транзистора, характеризующее сопротивление цепи база — эмиттер переменному току ($r_{вх} = \Delta U_{БЭ} / \Delta I_{Б}$).

Соотношение для расчета сопротивлений R_1 и R_2 получаем из схемы рис. 2.4:

$$R_2 = \frac{U_{БП}}{I_D} = \frac{U_{ЭП} + U_{БЭП}}{I_D}, \quad (2.14)$$

$$R_1 = \frac{E_K - U_{БП}}{I_D + I_{БП}}. \quad (2.15)$$

Тип транзистора выбирают с учетом частотного диапазона работы каскада (по частоте f_α или f_β), а также параметров по току, напряжению и мощности. Максимально допустимый ток коллектора транзистора $I_{K, доп}$ должен быть больше наибольшего мгновенного значения тока коллектора в каскаде, т. е. $I_{K \max} = I_{KП} + I_{KП} < I_{K, доп}$.

(рис. 2.5, а). Транзистор по напряжению обычно выбирают с учетом соотношения $U_{кэ, доп} > E_k$. Мощность $P_k = U_{кп} I_{кп}$, рассеиваемая в коллекторном переходе транзистора, должна быть меньше максимально допустимой мощности $P_{к, доп}$ транзистора. Кривая предельно допустимой мощности представляет собой гиперболу, для каждой точки которой $U_{кэ} I_k = P_{к, доп}$ (рис. 2.5, а).

Таким образом, расчет каскада по постоянному току решает задачу выбора элементов схемы для получения в нагрузке необходимых параметров выходного сигнала.

Важными показателями каскада являются его коэффициенты усиления по току K_I , напряжению K_U и мощности K_P , а также входное $R_{вх}$ и выходное $R_{вых}$ сопротивления. Задача определения этих показателей решается при расчете усилительного каскада по переменному току. Метод расчета основан на замене транзистора и всего каскада его схемой замещения по переменному току. Схема замещения каскада ОЭ приведена на рис. 2.6, где транзистор представлен его схемой замещения в физических параметрах (см. рис. 1.29, б). Расчет по переменному току можно также вести, используя схему замещения транзистора в h -параметрах.

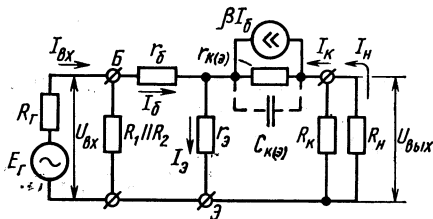


Рис. 2.6. Схема замещения усилительного каскада ОЭ в физических параметрах

Расчет каскада производится для области средних частот, в которой зависимость параметров от частоты не учитывается, а сопротивления конденсаторов в схеме равны нулю и на схеме рис. 2.6 не показаны. По переменному току сопротивление источника питания равно нулю, в связи с чем верхний вывод резистора R_1 на схеме замещения связан с выводом эмиттера. Входной сигнал, как и ранее, принимается синусоидальным. Токи и напряжения в схеме характеризуются их действующими значениями, связанными с амплитудными значениями коэффициентом $1/\sqrt{2}$.

Определим входное сопротивление каскада $R_{вх}$. Его находят из параллельного соединения сопротивлений R_1 , R_2 и сопротивления $r_{вх}$ входной цепи транзистора:

$$R_{вх} = R_1 \parallel R_2 \parallel r_{вх}. \quad (2.16)$$

Для определения сопротивления $r_{вх}$ выразим напряжение $U_{бэ}$ через ток $I_б$. Поскольку внутреннее сопротивление источника тока $\beta I_б$ (рис. 2.6) велико, а $r_{к(э)} + R_k \parallel R_H \gg r_э$, имеем

$$U_{бэ} = I_б r_б + I_э r_э,$$

или

$$U_{бэ} = I_б [r_б + (1 + \beta) r_э]. \quad (2.17)$$

Поделив левую и правую части уравнения (2.17) на ток I_6 , находим

$$r_{вх} = r_6 + (1 + \beta) r_3. \quad (2.18)$$

Подсчитав в первом приближении $R_{вх}$ по величине $r_{вх}$ с учетом возможных значений r_6 , β и r_3 , указанных в § 1.3, и условия $R_1 \parallel R_2 \gg (2 \div 5) r_{вх}$, получаем, что входное сопротивление каскада ОЭ не превышает 1—3 кОм.

Для определения коэффициента усиления каскада по току $K_I = I_H / I_{вх}$ выразим ток I_H через $I_{вх}$. С этой целью вначале определим ток I_6 через $I_{вх}$:

$$I_6 = I_{вх} \frac{R_{вх}}{r_{вх}}. \quad (2.19)$$

При определении тока I_H через I_6 можно не учитывать сопротивление r_3 , весьма малое по сравнению с сопротивлениями элементов выходной цепи:

$$I_H = \beta I_6 \frac{r_{к(э)} \parallel R_K \parallel R_H}{R_H}. \quad (2.20)$$

С учетом выражения (2.19) имеем

$$I_H = I_{вх} \beta \frac{R_{вх}}{r_{вх}} \frac{r_{к(э)} \parallel R_K \parallel R_H}{R_H}. \quad (2.21)$$

Подставив полученное соотношение в выражение для коэффициента усиления по току, находим

$$K_I = \beta \frac{R_{вх}}{r_{вх}} \frac{r_{к(э)} \parallel R_K \parallel R_H}{R_H}. \quad (2.22)$$

Видно, что коэффициент K_I пропорционален коэффициенту β транзистора и зависит от шунтирующего действия входного делителя и значений сопротивлений R_K , R_H . Соотношение (2.22) подтверждает сказанное ранее о необходимости выбора $R_1 \parallel R_2 \gg r_{вх}$ и выполнения условия $R_K \gg R_H$. Для ориентировочной оценки K_I можно принять $R_{вх} \approx r_{вх}$ и $r_{к(э)} \gg R_K \parallel R_H$. Тогда выражение (2.22) принимает вид

$$K_I \approx \beta \frac{R_K \parallel R_H}{R_H}. \quad (2.23)$$

Таким образом, каскад ОЭ обладает довольно значительным коэффициентом усиления по току, стремящимся в пределе при $R_K \gg R_H$ к коэффициенту передачи тока транзистора β .

Коэффициент усиления каскада по напряжению $K_U = U_{вых} / E_r$ можно найти, выразив напряжение на нагрузке через ток нагрузки $U_H = I_H R_H$, а напряжение источника — через входной ток каскада:

$$K_U = \frac{I_H R_H}{I_{вх} (R_r + R_{вх})} = K_I \frac{R_H}{R_r + R_{вх}}. \quad (2.24)$$

Подставив в (2.24) соотношение (2.23), находим

$$K_U \approx \beta \frac{R_K \parallel R_H}{R_\Gamma + R_{BX}}. \quad (2.25)$$

В соответствии с выражением (2.25) можно заключить, что коэффициент усиления каскада по напряжению тем больше, чем выше коэффициент β транзистора и сопротивление выходной цепи каскада по сравнению с сопротивлением входной цепи. В частности, коэффи-

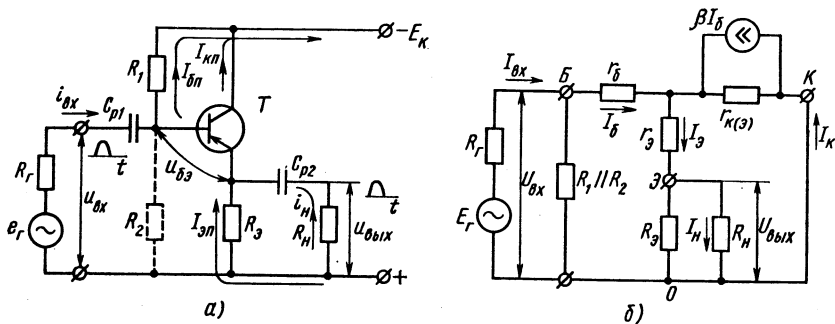


Рис. 2.7. Схема усилительного каскада ОК (а) и его схема замещения в физических параметрах (б)

коэффициент усиления по напряжению возрастает с уменьшением внутреннего сопротивления источника сигнала. Коэффициент K_U в схеме ОЭ составляет 20—100.

Усилительный каскад ОЭ осуществляет поворот по фазе на 180° выходного напряжения относительно входного. Для иллюстрации этого положения предположим, что напряжение $u_{вх}$, имеющее положительную полярность, увеличивается (или воздействует, например, положительная полуволна входного напряжения; рис. 2.4). Повышение напряжения $u_{вх}$ уменьшает ток базы и соответственно ток коллектора транзистора. Падение напряжения на резисторе R_k уменьшается, что вызывает увеличение напряжения отрицательной полярности на коллекторе (или появление на выходе каскада отрицательной полуволны напряжения). Инверсия фазы выходного напряжения в каскаде ОЭ иногда учитывается знаком «—» в выражениях для K_u .

Коэффициент усиления по мощности $K_P = P_{\text{вых}}/P_{\text{вх}} = K_U K_I$ в схеме ОЭ составляет $(0,2 \div 5) \cdot 10^3$.

Выходные сопротивления каскада рассчитывают относительно его выходных зажимов:

$$R_{\text{ВЫХ}} = R_{\text{К}} \parallel r_{\text{К} (9)} . \quad (2.26)$$

Поскольку $r_{k(э)} \gg R_k$, выходное сопротивление каскада ОЭ определяется величиной R_k .

Усилительный каскад ОК (эмиттерный повторитель)

Схему рис. 2.7, а называют каскадом ОК, потому что коллекторный вывод транзистора по переменному току является общим электродом для входной и выходной цепей каскада. Эмиттерным повторителем схему называют вследствие того, что ее выходное напряжение, снимаемое с эмиттера транзистора, близко по величине входному напряжению ($u_n = u_{вх} + u_{бэ} \approx u_{вх}$) и совпадает с ним по фазе.

Резистор R_9 в схеме выполняет ту же функцию, что и резистор R_k в схеме ОЭ, — создание изменяющегося напряжения в выходной цепи за счет протекания в ней тока, управляемого по цепи базы. Функция конденсатора C_{p2} сводится к передаче в нагрузку переменной составляющей выходного сигнала. Резисторы R_1 , R_2 предназначены для задания режима покоя каскада. Для повышения входного сопротивления резистор R_2 в схему часто не вводят. Расчет каскада по постоянному току проводят по аналогии со схемой ОЭ.

Рассмотрим параметры каскада ОК по переменному току. С этой целью представим каскад его схемой замещения (рис. 2.7, б) и сделаем выкладки, подобные выполненным для схемы ОЭ.

Входное сопротивление каскада ОК определяется параллельно соединенными сопротивлениями R_1 , R_2 и сопротивлением входной цепи транзистора $r_{вх}$:

$$R_{вх} = R_1 \parallel R_2 \parallel r_{вх}.$$

При определении $r_{вх}$ выразим напряжение $U_{вх}$ через ток I_6 :

$$U_{вх} = I_6 [r_6 + (1 + \beta)(r_9 + R_9 \parallel R_n)]$$

и поделим напряжение $U_{вх}$ на ток I_6 :

$$r_{вх} = r_6 + (1 + \beta)(r_9 + R \parallel R_n). \quad (2.27)$$

В отличие от выражения (2.18) здесь сопротивление r_9 для схемы ОК входит в сумме с $R_9 \parallel R_n$, в связи с чем сопротивление входной цепи транзистора $r_{вх}$ и входное сопротивление $R_{вх}$ каскада ОК больше, чем в схеме ОЭ. Поскольку r_9 обычно много меньше $R_9 \parallel R_n$, а r_6 меньше второго слагаемого правой части выражения (2.27), для входного сопротивления эмиттерного повторителя можно записать

$$R_{вх} \approx R_1 \parallel R_2 \parallel [(1 + \beta)(R_9 \parallel R_n)]. \quad (2.28)$$

При выборе высокоомного входного делителя входное сопротивление каскада получается достаточно большим. Так, при $\beta = 50$ и $R_9 \parallel R_n = 1$ кОм $R_{вх} = 51$ кОм. Однако при повышенных входных сопротивлениях нельзя пренебрегать сопротивлением $r_{к(э)}$, шунтирующим входную цепь каскада (рис. 2.7, б). В этом случае более точное выражение для входного сопротивления каскада имеет вид

$$R_{вх} = R_1 \parallel R_2 \parallel [(1 + \beta)(R_9 \parallel R_n)] \parallel r_{к(э)}. \quad (2.29)$$

Высокое входное сопротивление является одним из важнейших преимуществ каскада ОК.

Высокое входное сопротивление требуется в случае применения каскада в качестве согласующего звена при работе от источника входного сигнала, обладающего высоким внутренним сопротивлением.

Те же приемы, что и для схемы ОЭ, используем при определении коэффициента усиления по току K_I . Соотношение (2.19) действительно также для схемы ОК. Поскольку ток I_H здесь является частью тока I_9 , выражение (2.20) приобретает вид

$$I_H = (1 + \beta) I_6 \frac{R_9 \parallel R_H}{R_H} \quad (2.30)$$

и с учетом (2.19) получаем

$$I_H = I_{BX} (1 + \beta) \frac{R_{BX}}{r_{BX}} \frac{R_9 \parallel R_H}{R_H}. \quad (2.31)$$

Коэффициент усиления по току в схеме ОК

$$K_I = (1 + \beta) \frac{R_{BX}}{r_{BX}} \frac{R_9 \parallel R_H}{R_H}, \quad (2.32)$$

т. е. он также зависит от соотношений R_{BX} и r_{BX} , R_9 и R_H . В предположении $R_{BX} \approx r_{BX}$ имеем

$$K_I \approx (1 + \beta) \frac{R_9 \parallel R_H}{R_H}. \quad (2.33)$$

Согласно выражениям (2.32) и (2.33) каскад ОК обеспечивает усиление по току. При $R_9 = R_H$ и одинаковых значениях R_H коэффициенты усиления по току в схемах ОК и ОЭ примерно одинаковы.

Коэффициент усиления по напряжению K_U рассчитывают по формуле (2.24). При подстановке в нее K_I (2.33) имеем

$$K_U \approx (1 + \beta) \frac{R_9 \parallel R_H}{R_r + R_{BX}}. \quad (2.34)$$

Для оценки коэффициента K_U примем $R_{BX} \gg R_r$, а величину R_{BX} определим приближенно по (2.28): $R_{BX} \approx (1 + \beta)[R_9 \parallel R_H]$. При этом $K_U \approx 1$. Точный расчет дает $K_U < 1$ и в пределе K_U стремится к единице. Это свойство каскада ОК используют, когда необходимо повысить мощность сигнала при сохранении величины его напряжения.

Поскольку $K_U \approx 1$, коэффициент усиления по мощности K_P близок по величине к K_I .

Выходное сопротивление $R_{ВЫХ}$ каскада ОК, представляющее собой сопротивление схемы со стороны эмиттера (рис. 2.7, б), определяется из соотношения

$$R_{ВЫХ} = R_9 \parallel \left(r_9 + \frac{r_6 + R_r \parallel R_1 \parallel R_2}{1 + \beta} \right) \approx R_9 \parallel r_9. \quad (2.35)$$

Выходное сопротивление каскада мало (10—50 Ом). Это свойство используют, когда необходимо решать задачу согласования выходной цепи усилителя с низкоомным сопротивлением нагрузки. При этом каскад ОК применяют в качестве выходного каскада усилителя.

Усилительный каскад ОБ

Схема каскада ОБ приведена на рис. 2.8, а. Его элементы E_3 , R_3 предназначены для задания тока $I_{3п}$ в режиме покоя. Остальные элементы каскада выполняют те же функции, что и в схеме ОЭ. В принципе реализация схемы ОБ допускает использование и общего источника питания E_K .

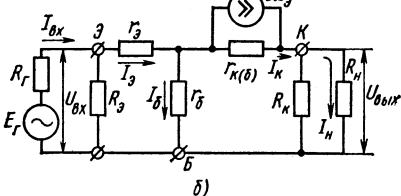
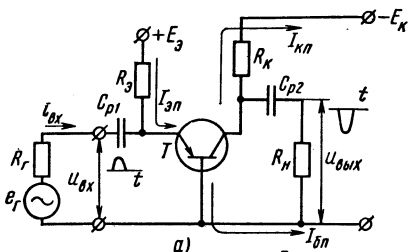


Рис. 2.8. Схема усилительного каскада ОБ (а) и его схема замещения в физических параметрах (б)

Рассмотрим параметры усилительного каскада ОБ по переменному току. Для этого воспользуемся его схемой замещения, приведенной на рис. 2.8, б.

Расчет по схеме рис. 2.8, б дает

$$R_{вх} = R_3 \parallel [r_3 + (1 - \alpha) r_6]. \quad (2.36)$$

Согласно выражению (2.36), входное сопротивление каскада определяется главным образом сопротивлением r_3 и составляет 10—50 Ом. Малое входное сопротивление является существенным недостатком каскада ОБ, так как этот каскад создает большую нагрузку для источника входного сигнала.

По переменной составляющей ток коллектора связан с током эмиттера соотношением $I_K = \alpha I_3$. Поскольку цепь эмиттера транзистора входит во входную цепь каскада, коэффициент усиления по току здесь меньше единицы. Соотношение для K_I , полученное из расчета схемы рис. 2.8, б, имеет вид

$$K_I \approx \alpha \frac{R_K \parallel R_H}{R_H}. \quad (2.37)$$

Коэффициент усиления по току в схеме ОБ существенно (в 10—50 раз) меньше, чем в схемах ОЭ и ОК.

Расчет коэффициента усиления по напряжению дает

$$K_U \approx \alpha \frac{R_K \parallel R_H}{R_T + R_{вх}}. \quad (2.38)$$

Согласно выражению (2.38), коэффициент усиления по напряжению каскада ОБ возрастает с уменьшением внутреннего сопротивления источника входного сигнала. Простейшие расчеты показывают, что при $R_T \rightarrow 0$ коэффициент усиления по напряжению каскада ОБ приближается к величине K_U каскада ОЭ.

Выходное сопротивление каскада ОБ

$$R_{вых} = R_K \parallel r_{к(б)} \approx R_K. \quad (2.39)$$

При рассмотрении статических характеристик транзистора (см. § 1.3) отмечалось, что в схеме ОБ выходные характеристики отличаются большей линейностью, а транзистор может использоваться при большем коллекторном напряжении, чем в схеме ОЭ. В соответствии с этим каскад ОБ будет вполне оправдан при необходимости получения повышенных значений выходного напряжения, когда каскад ОЭ не может быть применен ввиду невозможности использования транзистора по напряжению или недостаточной линейности характеристик. Усилительный каскад ОБ при этом служит в качестве выходного каскада усилителя, а каскад ОК — в качестве предвыходного каскада. Каскад ОК будет представлять для каскада ОБ источник входного сигнала с малым внутренним (выходным) сопротивлением, что важно для применения каскада ОБ.

Фазоинверсный каскад

Фазоинверсный каскад (каскад с разделенной нагрузкой) предназначен для получения двух выходных сигналов, имеющих сдвиг по фазе в 180° . Схема фазоинверсного каскада приведена на рис. 2.9, а. Она получается из схемы ОЭ (см. рис. 2.4) при отключении конденсатора C_2 и подключении второй нагрузки R_{H2} через C_{P3} к R_3 . Выходные сигналы снимаются с коллектора и эмиттера транзистора. Сигнал $u_{ВЫХ2}$, снимаемый с эмиттера, совпадает по фазе с входным сигналом $u_{ВХ}$ (рис. 2.9, б, в), а сигнал $u_{ВЫХ1}$, снимаемый с коллектора (рис. 2.9, г), находится с ним в противофазе. Диаграммы, приведенные на рис. 2.9, б—г, иллюстрируют получение обоих выходных сигналов.

Рассмотрим показатели фазоинверсного каскада. Входное сопротивление каскада рассчитывают по аналогии с каскадом ОК:

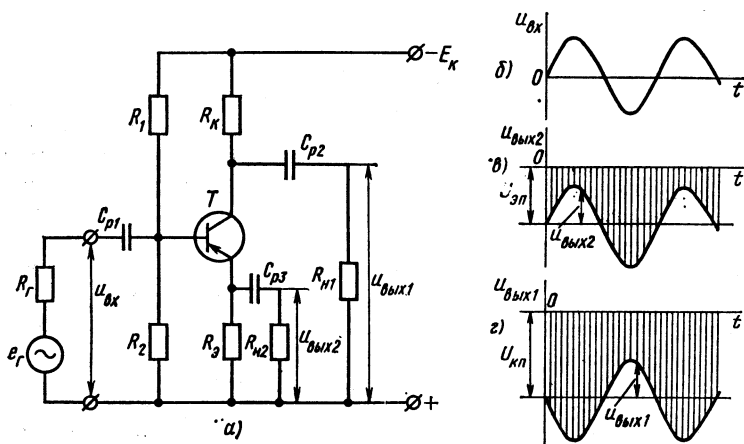


Рис. 2.9. Схема фазоинверсного каскада (а) и его временные диаграммы (б, в, г)

$$R_{\text{вх}} = R_1 \parallel R_2 \parallel [r_6 + (1 + \beta)(r_9 + R_9 \parallel R_{\text{н2}})], \quad (2.40)$$

или приближенно

$$R_{\text{вх}} \approx (1 + \beta)(r_9 + R_9 \parallel R_{\text{н2}}). \quad (2.41)$$

Коэффициент усиления по напряжению по первому выходу K_{U1} определяют по аналогии с каскадом ОЭ, а по второму выходу K_{U2} — по аналогии с каскадом ОК:

$$K_{U1} \approx - \frac{\beta (R_{\text{к}} \parallel R_{\text{н1}})}{R_{\text{г}} + R_{\text{вх}}}, \quad (2.42)$$

$$K_{U2} \approx \frac{(1 + \beta) (R_9 \parallel R_{\text{н2}})}{R_{\text{г}} + R_{\text{вх}}}. \quad (2.43)$$

Коэффициенты усиления каскада по обоим выходам могут находиться в различных соотношениях между собой. Это определяется в основном соотношениями величин $R_{\text{к}} \parallel R_{\text{н1}}$ и $R_9 \parallel R_{\text{н2}}$. При выполнении равенства $(1 + \beta)(R_9 \parallel R_{\text{н2}}) = \beta(R_{\text{к}} \parallel R_{\text{н1}})$ коэффициенты усиления по обоим выходам получаются одинаковыми.

Поскольку в знаменатели соотношений (2.42), (2.43) совместно с $R_{\text{г}}$ входит величина $R_{\text{вх}}$ (2.41), большая выражения в числителе, коэффициенты усиления K_{U1} , K_{U2} оказываются меньше единицы.

§ 2.3. УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Принцип построения усилительных каскадов на полевых транзисторах тот же, что и каскадов на биполярных транзисторах. Особенность заключается в том, что *полевой транзистор управляется по входной цепи напряжением, а не током*. По этой причине задание режима покоя в каскадах на полевых транзисторах осуществляется подачей во входную цепь каскада постоянного напряжения соответствующей величины и полярности. Этой особенности уделяется главное внимание при анализе каскадов на полевых транзисторах по постоянному току.

Полевые транзисторы, так же как и биполярные, имеют три схемы включения. В соответствии с названиями электродов различают каскады с общим стоком (ОС), общим истоком (ОИ) и общим затвором (ОЗ). Каскад ОЗ обладает низким входным сопротивлением, в связи с чем он имеет ограниченное практическое применение. Поэтому ниже рассматриваются только каскады ОС и ОИ. Рассмотрение ведется для транзисторов с каналом *n*-типа. С учетом изменения полярности напряжений питания его можно использовать и для усилительных каскадов на транзисторах с каналом *p*-типа.

Усилительный каскад ОИ

Схема усилительного каскада ОИ приведена на рис. 2.10. Каскад выполнен на МДП-транзисторе со встроенным каналом *n*-типа, работа которого возможна как в режиме обогащения, так и в режиме обед-

нения. Основными элементами каскада являются источник питания $+E_c$, транзистор T и резистор R_c . Нагрузка подключена через разделительный конденсатор C_{p2} к стоку транзистора. Основные элементы каскада выполняют вспомогательную роль. Элементы R_3 , R_1 , R_n предназначены для задания $U_{зип}$ в режиме покоя. Резистор R_n создает в каскаде отрицательную обратную связь по постоянному току,

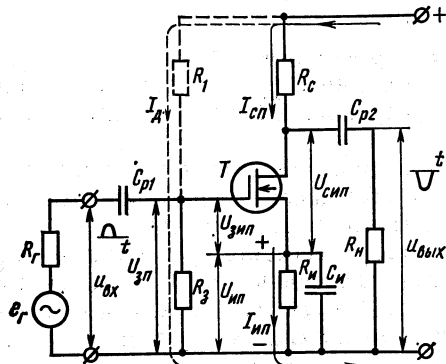


Рис. 2.10. Схема усилительного каскада ОИ

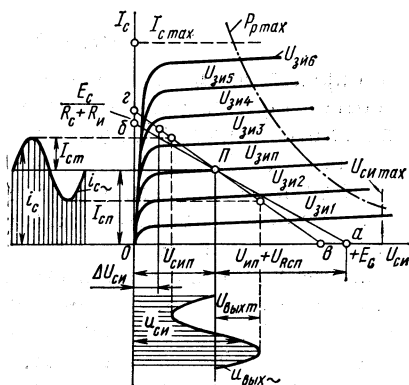


Рис. 2.11. Графическое определение режима покоя каскада ОИ на выходных характеристиках транзистора

служащую для стабилизации режима покоя при изменении температуры и разбросе параметров транзистора. Конденсатор C_n предназначен для исключения отрицательной обратной связи по переменному току. Разделительный конденсатор C_{p1} обеспечивает связь каскада с источником входного сигнала.

Принцип выбора режима покоя тот же, что и для схемы на биполярном транзисторе (рис. 2.11). Соотношения (2.3) и (2.4), используемые при выборе режима покоя, здесь можно записать в следующем виде:

$$U_{сип} > U_{вых\ m} + \Delta U_{си}, \quad (2.44)$$

$$I_{сип} > I_{с\ m}. \quad (2.45)$$

Точка покоя P размещается на линии нагрузки по постоянному току, которая проходит через точки a и b (рис. 2.11). Для точки a $I_c = 0$, $U_{си} = +E_c$; для точки b $U_{си} = 0$, $I_c = E_c / (R_c + R_n)$. Линия нагрузки по переменному току определяется сопротивлением $R_{н\sim} = R_c \parallel R_n$. В многокаскадных усилителях нагрузкой каскада является входная цепь последующего каскада, обладающая достаточно высоким входным сопротивлением $R_{вх}$. В таких случаях нагрузка каскада по переменному току в значительной степени определяется сопротивлением R_c , выбираемым по меньшей мере на порядок меньше $R_{вх}$. По этой причине для каскадов предварительного уси-

ления наклон линии нагрузки по переменному току (прямая $в-г$) незначительно отличается от линии нагрузки по постоянному току и в ряде случаев их учитывают одной прямой $а-б$.

Рассмотрим вопросы, связанные с осуществлением требуемого режима покоя в каскаде (задание величин $U_{зип}$ и $I_{сп}$). Ток стока покоя $I_{сп}$ и напряжение сток — исток покоя $U_{зип}$ связаны соотношением

$$U_{зип} = E_c - I_{сп}(R_c + R_{и}) \quad (2.46)$$

и определяются напряжением затвор — исток транзистора $U_{зип}$, соответствующим точке покоя. Напряжение $U_{зип}$ представляет собой параметр стоковой характеристики, проходящей через точку покоя $П$ (рис. 2.11).

Как известно (см. § 1.4), полевой транзистор со встроенным каналом может работать как в режиме обогащения канала носителями заряда, так и в режиме обеднения. Поэтому полному диапазону выходных характеристик этого транзистора соответствует напряжение затвор — исток, изменяемое не только по величине, но и по знаку (см. рис. 1.40, б). По указанной причине *в режиме покоя напряжение на затворе может иметь как положительную, так и отрицательную полярность относительно истока и даже быть равным нулю.*

Рассмотрим случай, когда $U_{зип} < 0$. Поскольку он является к тому же типичным для каскада ОИ на полевом транзисторе с p - n -переходом (см. рис. 1.36), излагаемый ниже принцип задания требуемого режима покоя целиком переносится и на указанный каскад.

Элементами, предназначенными для создания напряжения $U_{зип} < 0$ в режиме покоя, являются только резисторы $R_{и}$ и $R_{з}$ (см. рис. 2.10), резистор R_1 не нужен. Необходимые величины и полярность напряжения получаются на резисторе $R_{и}$ в результате протекания через него тока $I_{зип} = I_{сп}$. В связи с этим выбор $R_{и}$ производят по величине

$$R_{и} = U_{зип}/I_{сп}. \quad (2.47)$$

Резистор $R_{з}$ предназначен для обеспечения потенциала затвора равным потенциалу нижнего вывода резистора $R_{и}$, т. е. для подачи напряжения $U_{зип}$ с резистора $R_{и}$ между затвором и истоком транзистора. Сопrotивление $R_{з}$ выбирают на несколько порядков меньше входного сопротивления транзистора. Это необходимо для исключения влияния температурной нестабильности и разброса значения входного сопротивления транзисторов на величину входного сопротивления каскада. Значение $R_{з}$ принимают равным 1—2 МОм.

Помимо обеспечения требуемого напряжения $U_{зип}$ резистор $R_{и}$ создает отрицательную обратную связь в каскаде, препятствующую изменению тока $I_{сп}$ под действием температуры и разброса параметров транзистора. Тем самым функция резистора $R_{и}$ сводится также к стабилизации режима покоя каскада. С целью повышения стабильности часто идут на увеличение $R_{и}$ сверх значения, нужного для обеспечения напряжения $U_{зип}$. Требуемая при этом компенсация избыточного напряжения $U_{зип}$ осуществляется подачей на затвор соответ-

ствующего напряжения $U_{\text{зп}}$ путем включения в схему резистора R_1 . Из условия указанной компенсации получаем соотношение, которое может быть использовано для расчета сопротивления R_1 :

$$U_{\text{зип}} = U_{\text{ип}} - U_{\text{зп}} = I_{\text{сп}} R_{\text{н}} - E_{\text{с}} \frac{R_3}{R_3 + R_1}, \quad (2.48)$$

$$R_1 = \frac{E_{\text{с}} R_3}{U_{\text{ип}} - U_{\text{зип}}} - R_3. \quad (2.49)$$

Величину $U_{\text{ип}}$ определяют с учетом выбора напряжения питания:

$$E_{\text{с}} = U_{\text{сип}} + U_{\text{ип}} + I_{\text{сп}} R_{\text{с}}. \quad (2.50)$$

Величина $R_{\text{с}}$ оказывает влияние на частотные свойства каскада; ее рассчитывают, исходя из верхней частоты диапазона. С точки зрения расширения частотного диапазона, сопротивление $R_{\text{с}}$ желательно уменьшать. Приняв в качестве известной величину внутреннего сопротивления транзистора r_i , получим оценку возможных значений $R_{\text{с}}$: $R_{\text{с}} = (0,05 \div 0,15) r_i$.

Относительно напряжения $U_{\text{ип}}$ можно высказать те же соображения, что и для напряжения $U_{\text{зп}}$ в каскаде ОЭ: повышение напряжения $U_{\text{ип}}$ благоприятно сказывается на стабильности точки покоя вследствие увеличения сопротивления $R_{\text{н}}$, однако при этом возрастает требуемое напряжение источника питания $E_{\text{с}}$. В связи с указанным напряжение $U_{\text{ип}}$ выбирают порядка $(0,1 \div 0,3) E_{\text{с}}$. По аналогии с выражением (2.10) имеем

$$E_{\text{с}} = \frac{U_{\text{сп}} + I_{\text{сп}} R_{\text{с}}}{0,7 \div 0,9}. \quad (2.51)$$

При $U_{\text{зип}} \geq 0$ необходимость включения резистора $R_{\text{н}}$ диктуется требованием стабилизации режима покоя. Включение резистора R_1 здесь обязательно. Выбор элементов производится с использованием соотношений (2.48) — (2.51). При этом в выражениях (2.48), (2.49) следует соответственно либо положить напряжение $U_{\text{зип}}$ равным нулю, либо изменить знак перед напряжением $U_{\text{зип}}$. Режим $U_{\text{зип}} > 0$ является типичным для полевых транзисторов с индуцированным каналом (см. рис. 1.41, б). Поэтому с учетом изменения знака перед $U_{\text{зип}}$ соотношения (2.48), (2.49) используют для расчета цепей смещения каскада ОИ на этих транзисторах.

Выбор типа транзистора производят с учетом тех же данных, что и в каскаде ОЭ. Учитывают максимальный ток стока $I_{\text{с max}}$, максимальное напряжение $U_{\text{си max}}$ и максимальную рассеиваемую мощность в транзисторе $P_{\text{р max}}$ (рис. 2.11).

Каскад ОИ, так же как и схема ОЭ на биполярном транзисторе, осуществляет поворот по фазе на 180° усиливаемого сигнала. Поступление на вход, например, положительной полуволны напряжения (рис. 2.11) вызывает увеличение тока стока и соответственно повышение напряжения на резисторе и уменьшение напряжения стока. На выходе будет выделена полуволна напряжения отрицательной полярности.

Проведем анализ каскада по переменному току. Поскольку паразитные емкости каскада определяются межэлектродными емкостями полевого транзистора и зависят от схемы включения, анализ каскада будем проводить по полной схеме замещения транзистора (см. рис. 1.38, а), учитывающей и межэлектродные емкости. Схема замещения каскада ОИ показана на рис. 2.12, а.

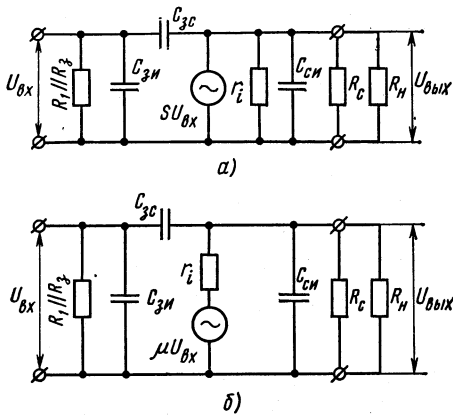


Рис. 2.12. Схема замещения каскада ОИ с источником тока (а) и источником напряжения (б)

Схема замещения основана на использовании источника тока $SU_{вх}$ в выходной цепи. Сопротивления R_c , R_n , включенные параллельно в выходной цепи, определяют сопротивление нагрузки $R_{н\sim} = R_c \parallel R_n$. Сопротивления R_g , R_1 в схеме замещения каскада ОИ также включены параллельно. Поскольку входное сопротивление каскада, как правило, существенно больше R_g , входное напряжение каскада принимают равным E_g . Емкости разделительных конденсаторов $C_{р1}$, $C_{р2}$ и конденсатора $C_{и}$ достаточно велики и их сопротивления по переменному току близки к нулю.

Поэтому на схеме замещения эти конденсаторы, как и блокированный конденсатором $C_{и}$ резистор $R_{и}$, не показаны.

Выражение для коэффициента усиления каскада по напряжению для средних частот, когда сопротивления оставшихся в схеме замещения конденсаторов еще достаточно велики, записывается в виде

$$K_U = \frac{U_n}{U_{вх}} = \frac{SU_{вх}(r_i \parallel R_{н\sim})}{U_{вх}} = S(r_i \parallel R_{н\sim}), \quad (2.52)$$

или

$$K_U = \frac{Sr_i R_{н\sim}}{r_i + R_{н\sim}}. \quad (2.53)$$

Произведение Sr_i называют статическим коэффициентом усиления μ полевого транзистора. С учетом соотношения $Sr_i = \mu$ формула (2.53) принимает вид

$$K_U = \frac{\mu R_{н\sim}}{r_i + R_{н\sim}}. \quad (2.54)$$

На основании выражения (2.54) возможен второй вариант построения схемы замещения каскада ОИ — с источником напряжения $\mu U_{вх}$ (рис. 2.12, б).

В случае, когда схема ОИ является каскадом предварительного усиления в многокаскадном усилителе, $R_{н\sim} = R_c \parallel R_{вх} \approx R_c$. Если учесть к тому же, что $R_c \ll r_i$, то коэффициент усиления каскада по напряжению

$$K_U \approx SR_c. \quad (2.55)$$

Входное сопротивление каскада ОИ определяется параллельно соединенными сопротивлениями R_1 и R_3 :

$$R_{вх} = R_1 \parallel R_3. \quad (2.56)$$

Выходное сопротивление каскада ОИ

$$R_{вых} = R_c \parallel r_i \approx R_c. \quad (2.57)$$

При переходе в область высоких частот необходимо учитывать входную и выходную емкости каскада.

При расчете входной емкости должны быть учтены межэлектродные емкости $C_{зи}$, $C_{зс}$ транзистора (рис. 2.12, а), а также емкость монтажа входной цепи C_m (емкость деталей и проводов входной цепи каскада по отношению к шине «—» источника питания). Указанные емкости создают на высоких частотах реактивные составляющие токов входной цепи, определяющие суммарный входной ток каскада:

$$i_{C_{вх}} = i_{C_{зи}} + i_{C_{зс}} + i_{C_m}. \quad (2.58)$$

Токи $i_{C_{зи}}$, i_{C_m} определяются входным напряжением $\dot{U}_{вх}$ каскада, а ток $i_{C_{зс}}$ — напряжением сток — затвор. Поскольку напряжение на стоке находится в противофазе с входным напряжением, напряжение между затвором и стоком будет равно $\dot{U}_{вх} + \dot{U}_{вых} = (1 + K_U)\dot{U}_{вх}$.

С учетом указанного определяем емкостный входной ток каскада:

$$i_{C_{вх}} = j\omega C_{зи}\dot{U}_{вх} + j\omega C_{зс}(1 + K_U)\dot{U}_{вх} + j\omega C_m\dot{U}_{вх},$$

или

$$i_{C_{вх}} = j\omega\dot{U}_{вх}[C_{зи} + (1 + K_U)C_{зс} + C_m] = j\omega C_{вх}\dot{U}_{вх},$$

где $C_{вх}$ — входная емкость каскада;

$$C_{вх} = C_{зи} + (1 + K_U)C_{зс} + C_m. \quad (2.59)$$

Если принять для примера $C_{зи} = 10$ пФ, $C_{зс} = 2$ пФ, $C_m = 2$ пФ и $K_U = 50$, то входная емкость составит 114 пФ, причем определяющим будет второе слагаемое в выражении (2.59).

Выходная емкость каскада зависит от межэлектродных емкостей участков сток — исток и сток — затвор, а также емкости монтажа выходной цепи. Расчет выходной емкости производят по той же методике, что и расчет входной емкости:

$$C_{вых} = C_{си} + \frac{1 + K_U}{K_U} C_{зс} + C_m. \quad (2.60)$$

Усилительный каскад ОС (источковый повторитель)

Схема истокового повторителя близка по виду к схеме ОК. В качестве примера на рис. 2.13, а показана схема ОС, выполненная на полевом транзисторе с встроенным каналом. Элементы R_1 , R_3 совместно с R_H используются для задания режима покоя транзистора, выбираемого с учетом амплитуды выходного сигнала.

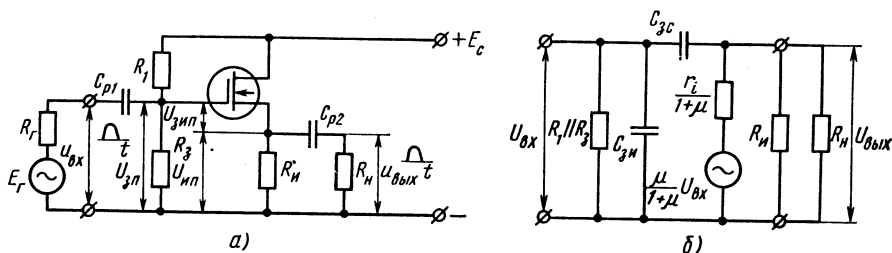


Рис. 2.13. Схема усилительного каскада ОС (а) и его схема замещения (б)

Выбор и обеспечение режима покоя производят по аналогии с каскадом ОИ. При этом учитывают, что элементы, определяющие сопротивления каскада по постоянному и переменному токам, расположены в цепи истока транзистора. Нагрузкой каскада по постоянному току является резистор R_H , а по переменному току — $R_{H\sim} = R_H \parallel R_H$.

Для истокового повторителя напряжение на нагрузке совпадает по фазе с входным напряжением и связано с ним соотношением

$$U_H = U_{вх} - U_{зи}. \quad (2.61)$$

Напряжение U_H , в свою очередь, в соответствии со схемой замещения транзистора является функцией напряжения $U_{зи}$, действующего на входе транзистора (см. рис. 1.38, а):

$$U_H = S U_{зи} (r_i \parallel R_{H\sim}),$$

или

$$U_{зи} = \frac{U_H}{S (r_i \parallel R_{H\sim})}. \quad (2.62)$$

Выражения (2.61) и (2.62) используем для определения коэффициента усиления каскада по напряжению:

$$K_U = \frac{U_H}{U_{вх}} = \frac{S (r_i \parallel R_{H\sim})}{1 + S (r_i \parallel R_{H\sim})}. \quad (2.63)$$

Поскольку $r_i \gg R_{H\sim}$, соотношение (2.63) записывают в виде

$$K_U = \frac{S R_{H\sim}}{1 + S R_{H\sim}}. \quad (2.64)$$

Коэффициент усиления K_U зависит от крутизны транзистора и нагрузки каскада по переменному току. С увеличением S и $R_{н\sim}$ коэффициент усиления по напряжению стремится к единице. В связи с этим для истокового повторителя целесообразно использовать транзисторы с повышенными значениями крутизны. Важность приближения к единице коэффициента усиления по напряжению в большинстве случаев диктуется необходимостью уменьшения влияния емкости $C_{зв}$ на входную емкость каскада.

Схему замещения истокового повторителя часто представляют с источником напряжения в выходной цепи, подобно схеме рис. 2.12, б для каскада ОИ. Для нахождения эквивалентных параметров схемы замещения преобразуем выражение (2.63), заменив в нем $S = \mu/r_i$ и раскрыв $r_i \parallel R_{н\sim} = \frac{r_i R_{н\sim}}{r_i + R_{н\sim}}$. После простейших преобразований получаем выражение для K_U через статический коэффициент усиления транзистора μ :

$$K_U = \frac{\mu R_{н\sim}}{r_i + (1 + \mu) R_{н\sim}}. \quad (2.65)$$

Поделив числитель и знаменатель правой части выражения (2.65) на $1 + \mu$ и заменив $K_U = U_{н}/U_{вх}$, находим

$$U_{н} = \frac{\mu}{1 + \mu} U_{вх} \frac{R_{н\sim}}{\frac{r_i}{1 + \mu} + R_{н\sim}}. \quad (2.66)$$

На основании выражения (2.66) строим схему замещения каскада (рис. 2.13, б). В выходную цепь такой схемы замещения входит эквивалентный источник напряжения $\frac{\mu}{1 + \mu} U_{вх}$ с эквивалентным внутренним сопротивлением $r_i/(1 + \mu)$. Входная цепь схемы замещения (рис. 2.13, б) состоит из тех же элементов, что и схема замещения ОИ.

По схеме замещения определяем выходное сопротивление каскада ОС:

$$R_{вых} = R_{и} \parallel \left\| \frac{r_i}{1 + \mu} \approx \frac{1}{S}. \quad (2.67)$$

Величина $R_{вых}$ в схеме ОС имеет меньшее значение, чем в схеме ОИ, и составляет 100—3000 Ом.

Выгодно отличается рассматриваемая схема и по величине входного сопротивления $R_{вх}$. Поскольку напряжение затвор — исток транзистора в схеме истокового повторителя равно разности $U_{вх} - U_{вых}$, собственный входной ток транзистора получается существенно меньшим, чем в схеме ОИ, и температурная неустойчивость сопротивления участка затвор — исток проявляется слабее, что допускает применение более высокоомных резисторов R_1, R_3 . В соответствии с указанным каскады ОС обеспечивают су-

щественно большее сопротивление $R_{вх}$ (до нескольких мегом), чем каскады ОИ.

Ниже приводимые расчеты показывают, что и входная емкость истокового повторителя существенно меньше, чем в каскаде ОИ.

Для истокового повторителя необходимо учитывать емкостные составляющие входного тока цепей затвор — сток и затвор — исток транзистора, а также составляющую тока емкости монтажа входной цепи каскада. Поскольку напряжение стока неизменное, составляющая тока емкости $C_{зс}$ определяется, как и для емкости монтажа C_m , напряжением $\dot{U}_{вх}$. Составляющая тока емкости $C_{зи}$ зависит от напряжения $\dot{U}_{зи} = \dot{U}_{вх} - \dot{U}_{вых} = (1 - K_U)\dot{U}_{вх}$. Суммарный емкостный входной ток истокового повторителя

$$\dot{I}_{с вх} = j\omega \dot{U}_{вх} [C_{зс} + C_{зи}(1 - K_U) + C_m],$$

откуда

$$C_{вх} = C_{зс} + C_{зи}(1 - K_U) + C_m. \quad (2.68)$$

Из сравнения выражений (2.68) и (2.59) следует, что входная емкость истокового повторителя меньше, чем в схеме ОИ. При $C_{зи} = 10$ пФ, $C_{зс} = 2$ пФ, $C_m = 2$ пФ и $K_U = 0,85$ емкость $C_{вх} = 5,5$ пФ против 114 пФ в схеме ОИ. Соотношение (2.68) показывает целесообразность приближения к единице коэффициента K_U истокового повторителя, так как при этом уменьшается влияние на входную емкость одной из самых значительных емкостей транзистора — $C_{зи}$.

§ 2.4. МНОГОКАСКАДНЫЕ УСИЛИТЕЛИ С КОНДЕНСАТОРНОЙ СВЯЗЬЮ

При усилении малых входных сигналов может оказаться, что одного усилительного каскада недостаточно для получения нужного коэффициента усиления. В этом случае задачу решают с помощью многокаскадных усилителей, получаемых путем последовательного соединения отдельных каскадов (рис. 2.14). В многокаскадных усилителях выходной сигнал первого и любого промежуточного каскада служит входным сигналом последующего каскада. Нагрузкой указанных каскадов является входное сопротивление последующего каскада. Входное и выходное сопротивления усилителя определяются соответственно входным и выходным каскадами.

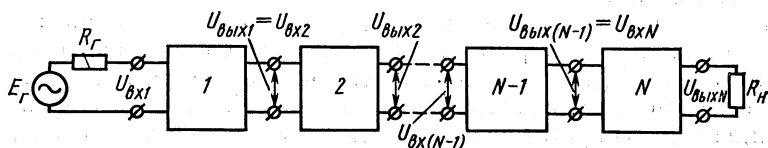


Рис. 2.14. Структурная схема многокаскадного усилителя

Коэффициент усиления многокаскадного усилителя равен произведению коэффициентов усиления входящих в него каскадов:

$$K_U = \frac{U_H}{E_r} = \frac{U_{\text{вых1}}}{E_r} \frac{U_{\text{вых2}}}{U_{\text{вх2}}} \dots \frac{U_{\text{вых } N}}{U_{\text{вх } N}} = K_{U1} K_{U2} \dots K_{UN}. \quad (2.69)$$

Связь каскадов в многокаскадном усилителе может осуществляться с помощью конденсатора, трансформатора или непосредственно. В соответствии с этим различают усилители с конденсаторной, трансформаторной и непосредственной связью.

В настоящее время усилители применяются преимущественно в интегральном исполнении с непосредственной связью между каскадами (см. § 2.7). Исключение составляют узкополосные усилители радиотехнических устройств высокой частоты, где связь усилительных каскадов интегрального исполнения, а также связь источника входного сигнала с входом усилителя и выхода усилителя с нагрузкой могут осуществляться через трансформатор (одна из обмоток которого образует с дополнительно вводимым конденсатором параллельный колебательный контур). Конденсаторы в усилителях интегрального исполнения могут применяться как навесные элементы для связи источника входного сигнала с входом усилителя, выхода усилителя с нагрузкой, а также для связи отдельных усилителей между собой. В качестве элемента связи конденсатор используется в усилителях звуковых частот, усилителях высокой частоты и широкополосных усилителях.

Для многокаскадных усилителей важными являются амплитудно-частотная, фазо-частотная и амплитудная характеристики. В данном параграфе эти показатели рассматриваются для усилителей, в которых в качестве элементов связи используются конденсаторы, поскольку этот случай является более общим. Рассмотрение проводится для наиболее общего случая — на примере многокаскадного усилителя с конденсаторной связью между каскадами. Материал базируется на применении в усилителях биполярных транзисторов.

Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики усилителя

В многокаскадных усилителях с конденсаторной связью (рис. 2.15) нагрузкой промежуточного каскада является входная цепь последующего каскада. С учетом замены R_H на $R_{вх}$ анализ, проведенный в § 2.2, действителен и для промежуточных каскадов. Число каскадов в многокаскадном усилителе определяют по выражению (2.69), исходя из требуемого коэффициента усиления. Каскады рассчитывают (выбор и обеспечение режима покоя, расчет по переменному току) в последовательности от оконечного каскада к первому. Сначала проводят расчет оконечного каскада, который обеспечивает получение требуемой мощности (тока или напряжения) сигнала на нагрузке R_H .

По коэффициенту усиления оконечного каскада определяют параметры его входного сигнала, являющиеся исходными для расчета предоконечного каскада, и т. д. вплоть до первого (входного) каскада. Расчет вначале ведут для средней частоты f_0 , что позволяет пренебречь влиянием конденсаторов в усилителе (их сопротивление принимают равным нулю или бесконечности для конденсаторов, стоящих в схеме замещения параллельно) и не учитывать зависимость

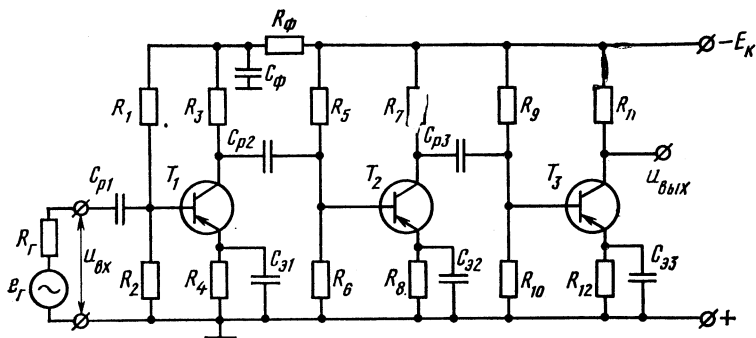


Рис. 2.15. Схема многокаскадного усилителя с конденсаторной связью

параметров транзисторов от частоты. Учет свойств транзисторов и влияния конденсаторов в случае необходимости производят, исходя из диапазона частот усиливаемого сигнала, чем обеспечивается требуемая полоса пропускания частот усилителя.

Наличие в схеме усилителя конденсаторов и зависимость параметров транзисторов от частоты приводят к тому, что при изменении частоты входного сигнала напряжение на выходе усилителя изменяется как по амплитуде, так и по фазе. В соответствии с этим коэффициент усиления по напряжению характеризуется комплексной величиной, определяемой модулем коэффициента усиления $|K_U|$ и углом фазового сдвига φ выходного синусоидального напряжения усилителя относительно входного. Зависимость модуля коэффициента усиления K_U от частоты определяет амплитудно-частотную характеристику усилителя, а зависимость угла фазового сдвига φ от частоты — его фазо-частотную характеристику. В области низких частот полосы пропускания указанные зависимости при чисто активной нагрузке обуславливаются наличием конденсаторов в схеме, а в области высоких частот — главным образом частотными параметрами транзисторов. Обычно на практике можно независимо исследовать влияние элементов, определяющих ход указанных характеристик в области высоких и низких частот.

Рассмотрим особенности работы усилителя в области низких частот.

При расчете в § 2.2 коэффициентов усиления одиночных каскадов сопротивление конденсаторов переменному току $x_C = 1/\omega C$ прини-

малось равным нулю. Как указывалось, такое предположение действительно для полосы средних частот. Коэффициент усиления усилителя для этих частот соответствует величине K_{U0} (рис. 2.16, а), равной произведению коэффициентов усиления отдельных каскадов.

По мере снижения частоты начинает сказываться уменьшение проводимости межкаскадных конденсаторов связи C_p в усилителе.

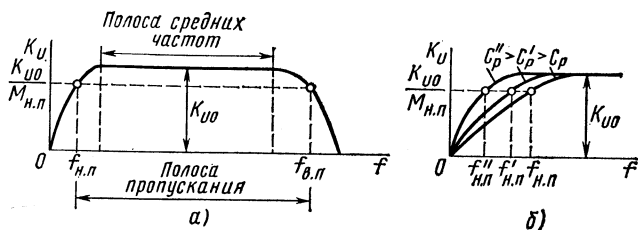


Рис. 2.16. Общий вид амплитудно-частотной характеристики многокаскадного усилителя с конденсаторной связью (а), влияние емкости конденсаторов связи на амплитудно-частотную характеристику усилителя в области низких частот (б)

Вследствие падения напряжения на конденсаторах уменьшается напряжение сигнала, поступающее на первый каскад от источника входного сигнала и на последующие каскады с выходов предыдущих. Падение напряжения на конденсаторах приводит к уменьшению амплитудных значений сигналов на выходе каждого каскада и усилителя в целом, что проявляется снижением его коэффициента усиления в области низких частот (рис. 2.16, а). Влияние конденсаторов C_p является причиной того, что в усилителе с конденсаторной связью коэффициент усиления $K_U \rightarrow 0$ при $f \rightarrow 0$. Характер зависимости коэффициента усиления в области низких частот определяется величиной емкости конденсаторов C_p . В частности, с увеличением их емкости снижение коэффициента усиления происходит при более низких частотах (рис. 2.16, б).

Необходимо отметить, что на коэффициент усиления усилителя в области низких частот оказывают влияние также конденсаторы C_s . Их влияние проявляется в том, что с уменьшением частоты снижаются коэффициенты усиления каскадов вследствие уменьшения шунтирующего действия конденсаторов на резисторы R_s .

Уменьшение модуля коэффициента усиления в области низких частот K_{Un} учитывается коэффициентом частотных искажений усилителя

$$M_H = K_{U0}/K_{Un}, \quad (2.70)$$

который представляет собой произведение коэффициентов частотных искажений, обусловленных каждым из конденсаторов в усилителе:

$$M_H = M_{HC1} M_{HC2} \dots M_{HCN}. \quad (2.71)$$

Коэффициент частотных искажений, обусловливаемый влиянием каждого из конденсаторов, рассчитывают с учетом его постоянной времени τ_{HC} и частоты ω_{H} по формуле

$$M_{\text{HC}} = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega_{\text{H}} \tau_{\text{HC}}}\right)^2}. \quad (2.72)$$

Так, для конденсатора C_{p1} (см. рис. 2.15) постоянная времени $\tau_{\text{np1}} = C_{\text{p1}}(R_{\text{r}} + R_{\text{вх1}})$, где $R_{\text{вх1}}$ — входное сопротивление первого каскада; для конденсатора $C_{\text{э1}}$ $\tau_{\text{нэ1}} = C_{\text{э1}}(R_4 \parallel R_{\text{T1э}})$, где $R_{\text{T1э}}$ — сопротивление транзистора T_1 со стороны эмиттера ($R_{\text{T1э}} \approx r_{\text{э}}$); для конденсатора C_{p2} $\tau_{\text{np2}} = C_{\text{p2}}(R_{\text{вх2}} + R_{\text{вых1}})$, где $R_{\text{вх2}}$ — входное сопротивление второго каскада. Аналогично определяются постоянные времени и для других конденсаторов в схеме.

При расчете усилителя на требуемую область низких частот исходным параметром является низшая частота полосы пропускания $f_{\text{нп}}$ усилителя для усиливаемых сигналов. Частоте $f_{\text{нп}}$ соответствует коэффициент частотных искажений $M_{\text{H}} = M_{\text{нп}}$ (рис. 2.16, а), величина которого зависит от назначения усилителя. Так, например, для усилителей звуковых частот величину $M_{\text{нп}}$ часто принимают равной $\sqrt{2}$. Согласно выражениям (2.71) и (2.72), задача сводится к выбору таких значений емкостей конденсаторов в усилителе, чтобы произведение коэффициентов частотных искажений, обусловливаемых наличием конденсаторов в схеме, составляло $M_{\text{H}} = M_{\text{нп}}$.

Как отмечалось, наличие конденсаторов в схеме приводит к появлению и фазо-частотных искажений. В полосе средних частот, где влияние конденсаторов не проявляется, сдвиг по фазе выходного напряжения усилителя относительно входного возможен только на величину $n\pi$, где n — число каскадов усилителя, осуществляющих изменение фазы сигнала на 180° . Как известно, ими являются лишь каскады ОЭ (или ОИ), поскольку схемы ОБ и ОК (а также ОЗ и ОС) фазу сигнала не поворачивают.

С понижением частоты входного сигнала появление фазового сдвига обусловлено тем, что ток в цепях с конденсаторами опережает по фазе напряжение. Так, например, в области низких частот входное напряжение каждого каскада будет создаваться входным током емкостного характера, протекающим через конденсатор C_{p} . В связи с этим напряжение, поступающее на вход каскада после конденсаторов, будет иметь опережающий фазовый сдвиг относительно напряжения источника (для первого каскада) и выходного напряжения предыдущего каскада (для промежуточных каскадов). В результате фазовый сдвиг выходного напряжения усилителя относительно его входного напряжения в области низких частот имеет опережающий характер, его угол равен сумме углов фазовых сдвигов, создаваемых всеми конденсаторами в схеме:

$$\varphi_{\text{H}} = \varphi_{\text{np1}} + \varphi_{\text{np2}} + \varphi_{\text{нэ1}} + \varphi_{\text{нэ2}} + \dots \quad (2.73)$$

Угол фазового сдвига, создаваемого каждым из конденсаторов,

находят из выражения, отражающего связь между коэффициентом частотных искажений (2.72) и фазовым сдвигом:

$$M_{\text{нс}} = \sqrt{1 + (\operatorname{tg} \varphi_{\text{нс}})^2} = \frac{1}{\cos \varphi_{\text{нс}}}, \quad (2.74)$$

откуда

$$\varphi_{\text{нс}} = \operatorname{arctg} \frac{1}{\omega_{\text{н}} \tau_{\text{нГ}}}. \quad (2.75)$$

Для иллюстрации влияния конденсаторов на частотные и фазовые искажения предположим, что емкости всех конденсаторов в усилителе, кроме C_{p2} (см. рис. 2.15), довольно большие. Тогда амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики усилителя в области низких частот будут обусловлены конденсатором C_{p2} . Амплитудно-частотная характеристика усилителя будет определяться из условия $M_{\text{н}} = M_{\text{нр}2}$ по выражению (2.72), а фазо-частотная — по выражению (2.75) для C_{p2} . Вид характеристик показан на рис. 2.17, а, б сплошными линиями. При этом угол фазового сдвига в усилителе, обусловленный конденсатором C_{p2} , $\varphi_{\text{н}} \rightarrow \pi/2$. Для частоты входного сигнала, при которой $M_{\text{н}} = \sqrt{2}$, угол фазового сдвига согласно выражению (2.74) $\varphi_{\text{н}} = \pi/4$ (рис. 2.17, а, б). Влияние всех конденсаторов усилителя вызывает спад амплитудно-частотной характеристики при больших частотах и согласно соотношению (2.73) — увеличение фазового сдвига (пунктирные кривые на рис. 2.17, а, б).

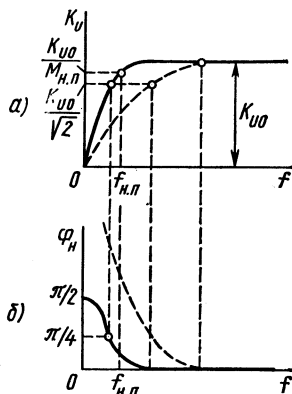


Рис. 2.17. К объяснению влияния конденсаторов на амплитудно-частотную (а) и фазо-частотную (б) характеристики усилителя

Рассмотрим работу усилителя в области высоких частот.

Факторами, влияющими на характеристики усилителя в области высоких частот, являются зависимость коэффициента β транзистора от частоты и наличие емкости коллекторного перехода $C_{k(э)}$ (для каскадов ОЭ). Уменьшение коэффициента усиления усилителя в области высоких частот обуславливается снижением коэффициентов усиления отдельных каскадов вследствие уменьшения модуля коэффициента β транзисторов, а также шунтирующего действия емкостей $C_{k(э)}$. О степени уменьшения коэффициента β судят по граничной частоте f_{β} , на которой его значение снижается в $\sqrt{2}$ раз относительно величины β_0 , действительной для области средних частот.

В области высоких частот коэффициент передачи тока β является комплексной величиной:

$$\dot{\beta} = \frac{\beta_0}{1 + j(f/f_{\beta})}, \quad (2.76)$$

в связи с чем, а также с учетом емкости $C_{к(э)}$ создается отстающий фазовый сдвиг выходного напряжения относительно входного.

Уменьшение коэффициента усиления каскада в области высоких частот характеризуется коэффициентом частотных искажений

$$M_{вк} = \sqrt{1 + (\omega\tau_{в})^2}, \quad (2.77)$$

где

$$\tau_{в} = \tau_{\beta} + \tau_{к} \quad (2.78)$$

— эквивалентная постоянная времени каскада в области высоких частот.

Постоянная времени τ_{β} , примерно равная времени жизни неосновных носителей заряда в базе (дырок в транзисторах типа $p-n-p$), связана с граничной частотой f_{β} выражением

$$\tau_{\beta} = 1/(2\pi f_{\beta}), \quad (2.79)$$

а постоянная времени $\tau_{к}$ определяется параметрами коллекторной цепи каскада (см. рис. 2.6):

$$\tau_{к} = C_{к(э)} (r_{к(э)} \parallel R_{к} \parallel R_{н}). \quad (2.80)$$

Угол фазового сдвига, создаваемого одним каскадом усиления, находят из соотношения

$$\varphi_{вк} = -\operatorname{arctg} \omega\tau_{в}. \quad (2.81)$$

Согласно выражению (2.77), коэффициент частотных искажений увеличивается с ростом частоты, что соответствует уменьшению коэффициента усиления каскада. При этом угол фазового сдвига, создаваемого каскадом, стремится к величине $-\pi/2$.

Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики каскада в области высоких частот показаны на рис. 2.18, а, б.

Для многокаскадного усилителя коэффициент частотных искажений в области высоких частот находят по произведению коэффициентов частотных искажений, вносимых каскадами:

$$M_{в} = M_{в1} M_{в2} \dots M_{вN}, \quad (2.82)$$

а угол фазового сдвига — как сумму углов фазовых сдвигов, создаваемых каскадами:

$$\varphi_{в} = \varphi_{в1} + \varphi_{в2} + \dots + \varphi_{вN}. \quad (2.83)$$

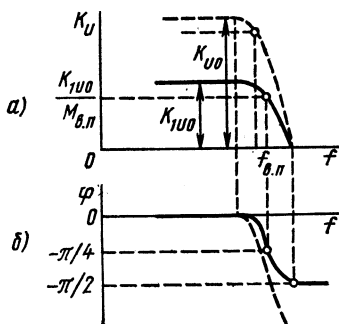


Рис. 2.18. К объяснению влияния частотных свойств транзисторов на амплитудно-частотную (а) и фазо-частотную характеристики усилителя (б)

Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики усилителя в области высоких частот показаны на рис. 2.18 пунктирными кривыми.

Расчет усилителя в области высоких частот связан с обеспечением

верхней частоты $f_{\text{вп}}$ полосы пропускания усилителя (см. рис. 2.16, а), определяемом на уровне $M_{\text{вп}}$. На рис. 2.16, а принято $M_{\text{вп}} = M_{\text{нп}}$, хотя их равенство при определении полосы пропускания частот усилителя в принципе не обязательно. Расчет сводится к выбору типа транзистора по частоте $f_{\text{в}}$ и определению $\tau_{\text{в}}$, при которых обеспечиваются необходимые коэффициенты частотных искажений каскадов, входящих в усилитель.

Амплитудные и фазовые искажения усилителя относятся к классу *линейных*, так как они не вызывают изменения формы усиливаемого синусоидального сигнала. При более сложной форме усиливаемого сигнала, характеризующегося спектром гармонических составляющих, амплитудные и фазовые искажения усилителя являются причиной появления несоответствия между формой выходного и входного напряжений вследствие нарушения связи между гармоническими составляющими по амплитуде и фазе.

Амплитудная характеристика усилителя

Амплитудная характеристика отражает зависимость амплитуды выходного напряжения от изменения амплитуды напряжения на входе. По этой характеристике судят о возможных пределах изменения входного и выходного сигналов усилителя. Ее снимают при синусоидальном входном сигнале для области средних частот.

Типичный вид амплитудной характеристики усилителя показан на рис. 2.19. Участок 1—3 соответствует пропорциональной зависимости амплитуды выходного напряжения от амплитуды входного сигнала $E_{\text{гм}}$, которые связаны между собой коэффициентом усиления усилителя $K_{\text{У0}}$. Амплитудная характеристика не проходит через начало координат ввиду наличия на выходе напряжения собственных помех и шумов усилителя. Участок ниже точки 1 амплитудной характеристики не используется, так как здесь полезный сигнал трудно отличить от напряжения собственных помех и шумов усилителя. По величине $U_{\text{мин}}/K_{\text{У0}}$ оценивают уровень минимальных напряжений входного сигнала (*чувствительность*) усилителя.

При достижении некоторого значения входного сигнала $E_{\text{гм}}$, соответствующего точке 3, пропорциональность зависимости выходного напряжения от входного сигнала нарушается. Причиной является ограничение максимального напряжения одной или обеих полувольт выходного сигнала на неизменном уровне. Ограничение создается обычно в оконечном каскаде усилителя, работающем при наибольшем

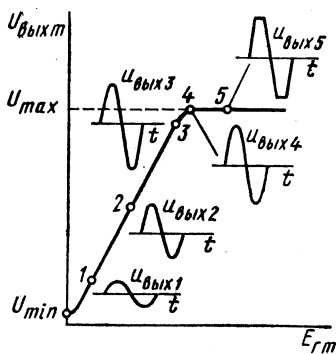


Рис. 2.19. Амплитудная характеристика усилителя

входном сигнале, и связано с нарушением требуемой связи параметров режима покоя каскада с амплитудными значениями его переменных составляющих напряжения и тока [см. (2.3), (2.4)]. Ограничение напряжения одной из полуволн обуславливается перемещением рабочей точки характеристики каскада вдоль линии нагрузки по переменному току в область начальных участков коллекторных характеристик, а другой полуволны — перемещением рабочей точки в область отсечки коллекторного тока (см. рис. 2.5, а).

Для получения наибольшей амплитуды выходного напряжения необходимо, чтобы точка покоя выходного каскада размещалась посередине его линии нагрузки по переменному току. При этом режим ограничения по амплитуде будет устанавливаться одновременно для обеих полуволн выходного напряжения. При невыполнении указанного условия режим ограничения амплитуды наступит вначале лишь для одной из полуволн и в граничной точке 4 линейно нарастающего участка амплитудной характеристики (рис. 2.19) будет соответствовать меньшая величина $U_{\text{вых}}$.

Отношение амплитуды максимально допустимого выходного напряжения к минимально допустимому $D = U_{\text{max}}/U_{\text{min}}$ называется динамическим диапазоном усилителя.

При входном напряжении синусоидальной формы сигнал на выходе усилителя, строго говоря, нельзя считать чисто синусоидальным. Ввиду неизбежной нелинейности входных и выходных вольт-амперных характеристик транзисторов возникают искажения формы кривой выходного напряжения. Это относится как к синусоидальному входному напряжению, так и к входному сигналу любой другой формы. Такие искажения, вносимые усилителем, называют нелинейными. С увеличением амплитуды входного напряжения нелинейность вольт-амперных характеристик транзисторов проявляется сильнее, поэтому при большем напряжении входного сигнала нелинейные искажения, вносимые усилителем в кривую выходного напряжения, возрастают.

Нелинейные искажения, создаваемые усилителем, оценивают для синусоидального входного напряжения, исходя из состава высших гармонических составляющих в кривой выходного напряжения, появление которых вызвано отличием формы напряжения $u_{\text{вых}}$ от синусоиды. Мерой оценки служит коэффициент нелинейных искажений (клирфактор) усилителя, указываемый в процентах:

$$k = \frac{\sqrt{P_2 + P_3 + P_4 + \dots}}{\sqrt{P_1}} 100 = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}}{U_1} 100,$$

где P_2, P_3, P_4, \dots — мощности, выделяемые в нагрузке под воздействием 2-й, 3-й, 4-й, ... гармонических составляющих напряжения (U_2, U_3, U_4); P_1 — мощность в нагрузке, обусловленная основной гармонической составляющей напряжения (U_1).

Каскады усиления мощности обычно являются выходными (оконечными) каскадами, к которым подключается внешняя нагрузка, и предназначены для получения в нагрузке требуемой мощности. В связи с указанным энергетические показатели этих каскадов являются весьма существенными и при анализе усилителей им уделяется основное внимание.

Каскады усиления мощности отличаются большим разнообразием. Они могут выполняться на биполярных и полевых транзисторах, включенных по схеме ОБ, ОЭ (ОИ) или ОК (ОС). По способу подключения нагрузки усильтельные каскады могут быть трансформаторными и бестрансформаторными.

Важным является также класс усиления, используемый в каскаде.

В усилителях мощности нашли применение три класса усиления: класс А, класс В и класс АВ, отличающиеся положением точки покоя на линии нагрузки по постоянному току. Особенности указанных классов покажем на примере коллекторных характеристик транзистора ОЭ.

В режиме класса А выбор точки покоя I_A (рис. 2.20) производят так, чтобы рабочая точка при движении по линии нагрузки не заходила в нелинейную начальную область коллекторных характеристик и в область отсечки коллекторного тока, т. е. в области искажений выходного сигнала. Иными словами, все рассмотренные каскады работают в режиме усиления класса А. Режим класса А используется в так называемых одноктактных каскадах усиления мощности, описываемых далее. Каскады усиления мощности класса А обеспечивают наименьшие нелинейные искажения выходного сигнала, но обладают минимальным к. п. д. Они нашли применение при мощности в нагрузке не более нескольких десятков милливольт.

В режиме класса В (рис. 2.20) точка покоя I_B располагается в крайней правой части линии нагрузки каскада по постоянному току. Режиму покоя соответствует напряжение $U_{03} = 0$. При наличии входного сигнала ток коллектора транзистора протекает только в течение одного полупериода, а в течение другого транзистор работает в режиме отсечки тока. В режиме класса В усилитель мощности выполняют по двухтактной схеме с использованием двух транзисторов. Каждый из транзисторов служит для усиления соответствующей полуволны входного сигнала. Выходной каскад при этом

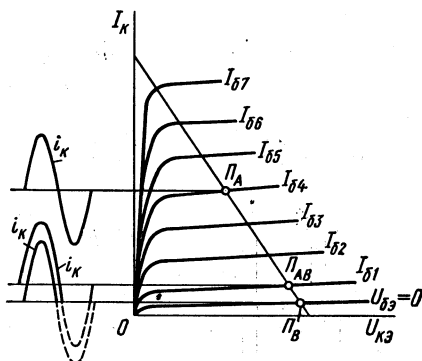


Рис. 2.20. Расположение точек покоя на коллекторных характеристиках транзистора в режимах классов А, В и АВ

обладает более высоким к. п. д. и применяется на более высокие мощности, чем одноконтурный.

Режим класса АВ является промежуточным между режимами классов А и В. Он позволяет существенно уменьшить нелинейные искажения выходного сигнала, сильно проявляющиеся в режиме класса В вследствие нелинейности начального участка входной характеристики транзисторов. Это достигается некоторым смещением точки покоя вверх относительно точки P_B (рис. 2.20).

Каскады усиления мощности рассматриваются на биполярных транзисторах, включенных преимущественно по схеме ОЭ. На полевых транзисторах эти каскады выполняются аналогично.

Усилитель мощности класса А с трансформаторным включением нагрузки

Схема усилителя мощности класса А показана на рис. 2.21. В выходной цепи протекают существенно большие токи, чем в схеме рис. 2.4. Это накладывает определенные ограничения на выбор величины R_3 ввиду необходимости уменьшения в этом резисторе мощности потерь. Величина R_3 здесь не превышает нескольких десятков ом.

Кроме того, ввиду малой величины R_3 возникают трудности, связанные с применением конденсатора C_3 для исключения отрицательной обратной связи по переменному току, поскольку величина C_3 должна быть достаточно большой. Поэтому резистор R_3 в схеме рис. 2.21 либо вообще не применяют, либо включают его, не шунтируя конденсатором C_3 , а создаваемую при этом отрицательную обратную связь полезно

используют, например, для уменьшения нелинейных искажений в каскаде, коррекции частотной характеристики и т. д. (см. § 2.6). Рассмотрение каскада проводится далее при $R_3 = 0$.

Расчет каскада производят графо-аналитическим методом с использованием линий нагрузки по постоянному и переменному токам. Исходными при расчете являются выходная мощность P_H и сопротивление R_H .

В выходной цепи каскада рис. 2.21 сопротивление по постоянному току относительно мало. Оно определяется активным сопротивлением первичной обмотки трансформатора, в силу чего линия нагрузки каскада по постоянному току проводится из точки E_K почти вертикально.

Для определения угла наклона линии нагрузки каскада по переменному току, проходящей через точку покоя, необходимо определить коэффициент трансформации трансформатора $n = \omega_1/\omega_2$.

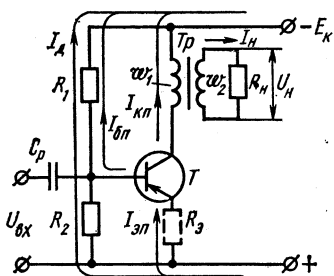


Рис. 2.21. Схема усилителя мощности класса А с трансформаторным включением нагрузки

Так как сопротивления r_1, r_2 соответственно первичной и вторичной обмоток трансформатора малы, то сопротивление нагрузки каскада по переменному току определяется приведенным к первичной обмотке сопротивлением R_H :

$$R_{H\sim} = n^2(R_H + r_2) + r_1 \approx n^2 R_H. \quad (2.84)$$

Для выбора координат точки покоя $U_{кэп}, I_{кп}$ по выражениям (2.3), (2.4) требуется определить величины $I_{км}, U_{км}(U_{выхм})$. Указанные параметры находят следующим образом.

Мощность переменного тока $P_{вых.к}$, поступающая от каскада в первичную обмотку трансформатора (мощность в коллекторной цепи транзистора), и мощность, отдаваемая в нагрузку (P_H), связаны соотношением

$$P_{вых.к} = P_H / \eta_{тр}, \quad (2.85)$$

где $\eta_{тр}$ — к. п. д. трансформатора, составляющий величину 0,8—0,9, которая уточняется в последующем при его расчете (выборе).

В случае синусоидальной формы сигнала выходная мощность каскада связана с параметрами $U_{км}, I_{км}$ выражением

$$P_{вых.к} = \frac{U_{км} I_{км}}{2} = \frac{U_{км}^2}{2R_{H\sim}} = \frac{U_{км}^2}{2n^2 R_H}, \quad (2.86)$$

откуда с учетом равенства (2.85) находим

$$n = \sqrt{\frac{U_{км}^2}{2P_{вых.к} R_H}} = \sqrt{\frac{U_{км}^2 \eta_{тр}}{2P_H R_H}}. \quad (2.87)$$

Выбор напряжения $U_{км}$ производят по величине $U_{кэп}$ (2.3) с учетом того, что для рассматриваемого каскада $U_{кэп}$ близко E_H (рис. 2.22). Величину E_H может определять выбранный ранее источник питания. В соответствии с указанным величину $U_{км}$ и коэффициент трансформации n можно считать известными.

Для определения $I_{кп}$ можно воспользоваться линией нагрузки каскада по постоянному току или соотношением (2.4), в котором

$$I_{км} = U_{км} / (n^2 R_H). \quad (2.88)$$

После нахождения точки покоя транзистора через нее проводится линия нагрузки по переменному току под углом, определяемым отношением $\Delta U_{кэ} / \Delta I_k = R_{H\sim}$.

Выбор типа транзистора связы-

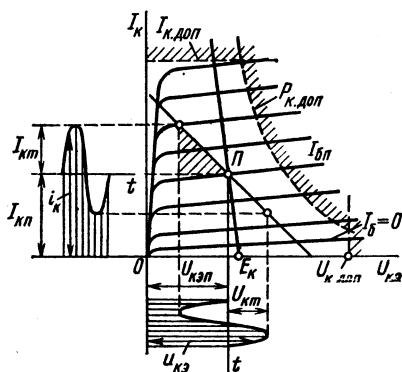


Рис. 2.22. Графические построения для расчета каскада класса А с трансформаторным включением нагрузки

вают с проводимым расчетом, так как тип транзистора накладывает ограничения на ток $I_{к\pi}$, напряжение $U_{к\pi}$ и мощность P_k , рассеиваемую в коллекторном переходе:

$$I_{к\cdot доп} > I_{к\pi} = I_{к\pi} + I_{к\pi}, \quad (2.89)$$

$$U_{к\pi\cdot доп} > U_{к\pi} = U_{к\pi} + U_{к\pi} \approx 2E_k, \quad (2.90)$$

$$P_{к\cdot доп} > P_k = U_{к\pi} I_{к\pi}. \quad (2.91)$$

Поскольку в процессе расчета необходимо обеспечивать требуемые условия работы транзистора и отдаваемую им мощность, расчет каскада проводят в несколько приемов по приведенной методике. При этом удобно использовать понятие *треугольника мощности*, заштрихованного на рис. 2.22, площадь $U_{к\pi} I_{к\pi}/2$ которого равна мощности $P_{вых\cdot к}$, отдаваемой каскадом.

По найденному значению $I_{к\pi}$ определяют ток $I_{б\pi}$, а затем по известным соотношениям (2.14), (2.15) рассчитывают элементы входного делителя R_1, R_2 .

Определим к. п. д. каскада. Он равен произведению коэффициентов полезного действия коллекторной цепи и трансформатора:

$$\eta = \eta_k \eta_{тр}. \quad (2.92)$$

Величину η_k находят как отношение выходной мощности каскада

$$P_{вых\cdot к} = U_{к\pi} I_{к\pi}/2 \quad (2.93)$$

к мощности, потребляемой от источника питания:

$$P_{и} = E_k I_{к\pi} \approx U_{к\pi} I_{к\pi}. \quad (2.94)$$

К. п. д. коллекторной цепи

$$\eta_k = \frac{P_{вых\cdot к}}{P_{и}} = \frac{U_{к\pi} I_{к\pi}}{2U_{к\pi} I_{к\pi}}. \quad (2.95)$$

Из выражения (2.95) следует, что с повышением уровня выходного сигнала к. п. д. η_k увеличивается и стремится к предельной величине, равной 0,5, при $I_{к\pi} = I_{к\pi}$ и $U_{к\pi} = U_{к\pi}$. Положив $\eta_{тр} = 1$, заключаем, что *предельно возможное значение к. п. д. рассматриваемого каскада составляет 0,5*. Для исключения режима ограничения амплитуды выходного напряжения параметры выходного сигнала $I_{к\pi}$, $U_{к\pi}$ принимаются меньше параметров режима покоя. Вследствие этого, а также с учетом того, что $\eta_{тр} \neq 1$, реальные значения η не превышают 0,35—0,45.

Для определения теплового режима работы транзистора необходимо рассчитать мощность P_k , рассеиваемую в коллекторном переходе транзистора. Мощность P_k характеризуется разностью мощностей, потребляемой каскадом и отдаваемой в цепь трансформатора:

$$P_k = P_{и} - P_{вых\cdot к} = U_{к\pi} I_{к\pi} - \frac{1}{2} U_{к\pi} I_{к\pi}. \quad (2.96)$$

Согласно выражению (2.96), мощность P_{κ} зависит от уровня выходного сигнала и при максимальном его значении, когда $U_{\kappa m} = U_{\kappa \text{нп}}$ и $I_{\kappa m} = I_{\kappa \text{п}}$, стремится к величине $0,5 P_{\text{и}}$, а в отсутствие сигнала равна $P_{\text{и}}$. Поскольку при работе каскада возможны перемены в подаче усиливаемого сигнала, тепловой режим транзистора рассчитывают по мощности $P_{\text{и}}$.

Двухтактные выходные усилительные каскады

Схема двухтактного усилителя мощности с трансформаторной связью показана на рис. 2.23. Она выполнена на двух транзисторах T_1 и T_2 . Нагрузка подключается к каскаду с помощью выходного трансформатора Tr_2 . Коллекторная цепь транзистора T_1 подключена к первой секции его первичной обмотки w_{2-1} , а транзистора T_2 — ко второй секции w_{2-2} . Отношение чисел витков первичной и вторичной обмоток определяется коэффициентом трансформации $n_2 = w_{2-1}/w_{\text{н}} = w_{2-2}/w_{\text{н}}$. Схема соединения обмоток показана на рис. 2.23. Трансформатор Tr_1 , имеющий коэффициент трансформации $n_1 = w_{\text{вх}}/w_{1-1} = w_{\text{вх}}/w_{1-2}$, выполняет функцию входного трансформатора каскада. Он обеспечивает подачу входного сигнала на базовые цепи обоих транзисторов. В случае многокаскадного усилителя обмотка $w_{\text{вх}}$ трансформатора Tr_1 включена в коллекторную цепь предвыходного каскада, выполненного по схеме однотактного усилителя с трансформаторной связью (см. рис. 2.21).

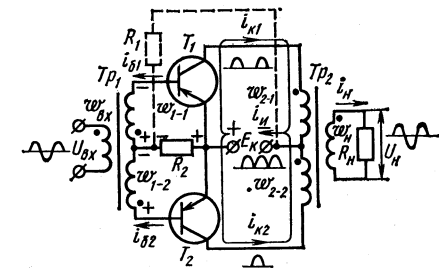


Рис. 2.23. Схема двухтактного усилителя мощности с трансформаторной связью

Двухтактный каскад может работать в режиме класса В или АВ. Режим класса АВ осуществляется подачей с помощью резисторов R_1 , R_2 напряжения смещения на базы обоих транзисторов от источника питания E_{κ} . В режиме класса В начальное смещение не создается и резистор R_1 отсутствует. Резистор R_2 при этом используется для обеспечения работы входных цепей транзисторов в режиме, близком к режиму источника тока.

Рассмотрим сначала работу схемы в режиме класса В.

В отсутствие входного сигнала напряжения на базах обоих транзисторов относительно их эмиттеров равны нулю. Если не учитывать обратные токи коллекторных переходов $I_{\kappa 0}$ обоих транзисторов, то можно считать, что токи в усилителе равны нулю. Напряжение на нагрузке также равно нулю. К коллектору каждого транзистора относительно эмиттера приложено постоянное напряжение источника питания E_{κ} .

При подаче входного сигнала, начинающегося с положительной

полуволны, на вторичной обмотке ω_{1-1} трансформатора Tr_1 действует отрицательная относительно общей точки обмоток полуволна напряжения, а на вторичной обмотке ω_{1-2} — положительная полуволна. В результате транзистор T_2 остается закрытым, а через входную цепь транзистора T_1 протекает базовый ток $i_{б1}$, обусловленный полуволной напряжения на обмотке ω_{1-1} . При этом транзистор T_1 открывается и через него протекает коллекторный ток $i_{к1} = \beta i_{б1}$, а в обмотке ω_{2-1} создается напряжение $u_{2-1} = i_{к1} R_{н\sim} = i_{к1} n_2^2 R_{н\sim}$. На нагрузке действует положительная полуволна напряжения $u_{н} = u_{2-1}/n_2$.

При поступлении на вход каскада отрицательной полуволны напряжения полярность напряжений на вторичных обмотках входного трансформатора изменяется на обратную. Теперь в закрытом состоянии будет находиться транзистор T_1 , а в усилении сигнала будет участвовать транзистор T_2 . На обмотке ω_{2-2} трансформатора Tr_2 от протекания тока $i_{к2} = \beta i_{б2}$ (при одинаковых коэффициентах β обоих транзисторов) создается напряжение той же величины, которое будет трансформироваться с обратной полярностью в нагрузочную обмотку $\omega_{н}$. На нагрузке будет действовать отрицательная полуволна напряжения.

Таким образом, процесс усиления входного сигнала осуществляется в два такта работы схемы. Первый такт сопровождается усилением одной полуволны напряжения с участием первого транзистора, а второй такт — усилением другой полуволны с участием второго транзистора.

Описанный процесс работы каскада поясняют графические построения, приведенные на рис. 2.24 для одного из тактов усиления, например для транзистора T_1 . Линия нагрузки каскада по постоянному току (рис. 2.24), исходящая из точки с координатами $(0; E_K)$, проводится почти параллельно оси токов, поскольку сопротивление в коллекторной цепи транзистора определяется малым активным сопротивлением первичной обмотки трансформатора Tr_2 . Поскольку в режиме покоя $U_{бэп} = 0$ и ток коллектора определяется обратным током коллекторного перехода $I_{к0}$, линия нагрузки каскада по переменному току пересекается с линией нагрузки по постоянному току в точке с координатами $(I_{к0}; U_{нэ} \approx E_K)$. Линия нагрузки каскада по переменному току проводится с учетом того, что $R_{н\sim} = n_2^2 R_{н\sim}$. Переменным составляющим соответствуют построения, приведенные на рис. 2.24.

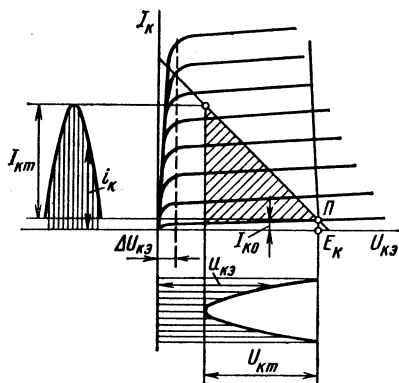


Рис. 2.24. Графический расчет двухтактного усилителя мощности

Определим соотношения, характеризующие энергетические показатели каскада.

Мощность выходного сигнала,

поступающая в первичные обмотки выходного трансформатора, определяется площадью заштрихованного треугольника (рис. 2.24):

$$P_{\text{вых.к}} = U_{\text{км}} I_{\text{км}} / 2. \quad (2.97)$$

С учетом потерь мощности в трансформаторе мощность в нагрузке

$$P_{\text{н}} = \eta_{\text{тр2}} P_{\text{вых.к}}. \quad (2.98)$$

Так как потребляемый от источника питания ток $i_{\text{н}}$ является пульсирующим током с амплитудой $I_{\text{км}}$, его среднее значение

$$I_{\text{н}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_{\text{км}} \sin \vartheta d\vartheta = \frac{2I_{\text{км}}}{\pi}. \quad (2.99)$$

Мощность, потребляемая каскадом от источника питания,

$$P_{\text{и}} = \frac{2E_{\text{к}} I_{\text{км}}}{\pi}. \quad (2.100)$$

Из выражений (2.97), (2.100) находим к. п. д. коллекторных цепей каскада:

$$\eta_{\text{к}} = \frac{P_{\text{вых.к}}}{P_{\text{и}}} = \frac{\pi}{4} \frac{U_{\text{км}}}{E_{\text{к}}} \quad (2.101)$$

и к. п. д. всего каскада:

$$\eta = \eta_{\text{тр}} \frac{\pi}{4} \frac{U_{\text{км}}}{E_{\text{к}}}. \quad (2.102)$$

Согласно соотношению (2.102), к. п. д. каскада возрастает с увеличением амплитуды выходного сигнала. Положив $U_{\text{км}} = E_{\text{к}}$ и $\eta_{\text{тр}} = 1$, из (2.102) находим предельное значение к. п. д.: $\eta = 0,785$.

С учетом того, что амплитудное значение $U_{\text{км}}$ не превышает $E_{\text{к}} - \Delta U_{\text{кэ}}$ и что $\eta_{\text{тр}} = 0,8 \div 0,9$, реальные значения к. п. д. рассматриваемого усилителя мощности составляют 0,6—0,7, что в 1,5 раза выше, чем в однотактном выходном каскаде.

Определим мощность, рассеиваемую в коллекторных переходах обоих транзисторов:

$$P_{\text{к}} = P_{\text{и}} - P_{\text{вых.к}} = \frac{2E_{\text{к}} I_{\text{км}}}{\pi} - \frac{1}{2} U_{\text{км}} I_{\text{км}},$$

или

$$P_{\text{к}} = \frac{2E_{\text{к}}}{\tau} \frac{U_{\text{км}}}{R_{\text{н}\sim}} - \frac{1}{2} \frac{U_{\text{км}}^2}{R_{\text{н}\sim}}. \quad (2.103)$$

В соответствии с выражением (2.103) мощность $P_{\text{к}}$ зависит от величины выходного сигнала каскада. Для определения максимальной рассеиваемой мощности $P_{\text{кmax}}$ продифференцируем $P_{\text{к}}$ по $U_{\text{км}}$ и приравняем производную нулю:

$$\frac{dP_{\text{к}}}{dU_{\text{км}}} = \frac{2E_{\text{к}}}{\pi R_{\text{н}\sim}} - \frac{U_{\text{км}}}{R_{\text{н}\sim}} = 0,$$

откуда найдем величину U_{km} , соответствующую $P_{k\max}$:

$$U_{km} = 2E_k/\pi = 0,64E_k. \quad (2.104)$$

Подстановкой соотношения (2.104) в (2.103) находим выражение для подсчета максимальной суммарной мощности, теряемой в транзисторах:

$$P_{k\max} = \frac{2}{\pi^2 n_2^2} \frac{E_k^2}{R_k}. \quad (2.105)$$

При выборе типа транзистора по напряжению необходимо исходить из того, что при формировании полуволны напряжения на одной половине обмотки ω_2 трансформатора Tr_2 на второй половине его обмотки трансформируется равное ему напряжение, которое, суммируясь с напряжением E_k , определяет напряжение на закрытом транзисторе. Максимальное значение напряжения на транзисторе при этом может составлять $2E_k$. Исходя из этой величины и производят выбор транзисторов по напряжению.

Режим класса В, характеризуемый протеканием через каждый из транзисторов только одной полуволны тока, отличается лучшим их использованием по току. Выбор транзисторов по току производится по величине I_{km} (рис. 2.24). В связи с этим при одном и том же типе транзисторов двухтактный каскад обеспечивает большую мощность в нагрузке, чем одноктактный.

Однако отсутствие в режиме класса В начального смещения приводит к сильным нелинейным искажениям выходного сигнала. *Основная причина этого явления — нелинейность входной характеристики транзисторов на начальном участке* (при малых токах базы).

Влияние нелинейного начального участка входной характеристики на искажение формы выходного сигнала показано на рис. 2.25, где входные характеристики обоих транзисторов представлены на общем графике. Как видно из рис. 2.25, при синусоидальном входном напряжении $u_{вх}$ форма токов i_{b1} и i_{b2} получается искаженной. Вследствие этого будет искажена и форма токов коллекторов i_{k1} , i_{k2} , а следовательно, выходное напряжение каскада. В режиме класса А указанная причина не проявляется благодаря наличию тока базы покоя и исключению из работы начального участка входной характеристики.

Для уменьшения искажений в цепи баз обоих транзисторов вводят дополнительные резисторы (например, R_2 на рис. 2.23), приближающие режим работы источника сигнала к режиму источника тока и ослабляющие тем самым влияние нелинейности входных характеристик транзисторов. Однако из-за падения напряжения на дополнительных резисторах от протекания токов i_b при этом уменьшаются коэффициенты усиления каскада.

Более целесообразным при необходимости получения особо точного воспроизведения формы сигнала следует считать переход к режиму класса АВ, при котором с помощью резисторов R_1 , R_2 (см. рис. 2.23) задается некоторое начальное напряжение смещения на базах транзисторов, соответствующее началу относительно линейного

участка их вольт-амперной характеристики. Расположение входных характеристик обоих транзисторов с учетом напряжения смещения $U_{бп}$ показано на общем графике (рис. 2.26).

При наличии напряжения смещения $U_{бп}$ и начальных токов $I_{бп} \neq 0$ обоих транзисторов входной сигнал воздействует на уменьшение базового тока одного транзистора и увеличение другого, в связи с чем результирующая входная характеристика каскада по-

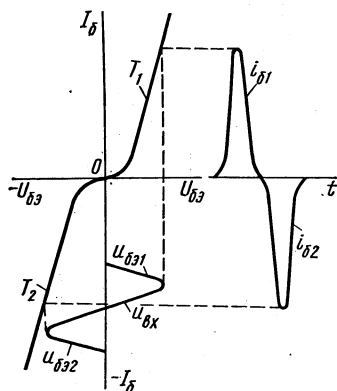


Рис. 2.25. Влияние нелинейности входных характеристик транзисторов на искажение формы усиливаемого сигнала в режиме класса В

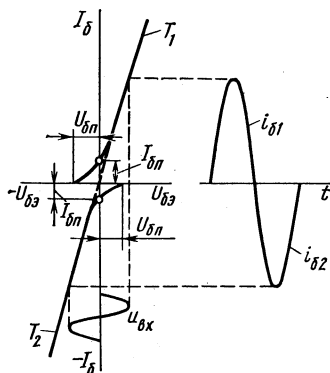


Рис. 2.26. Уменьшение влияния нелинейности входных характеристик транзисторов на искажение формы усиливаемого сигнала в режиме класса АВ

лучается близкой к прямой линии, показанной на рис. 2.26 пунктиром. Влияние нелинейности входных характеристик на режим усиления исключается. При синусоидальном входном напряжении ток базы транзисторов будет определяться полуволнами синусоиды.

Задание небольшого напряжения смещения $U_{бп}$ и протекание вследствие этого через элементы каскада небольших постоянных составляющих тока $I_{бп}$ и $I_{кп}$ практически не сказываются на энергетических показателях схемы по сравнению с режимом работы в классе В. Поэтому для режима работы в классе АВ действительны все приведенные ранее соотношения.

Двухтактные каскады усиления мощности выполняют и по схемам, исключающим применение трансформаторов, что обусловливается требованием уменьшения массо-габаритных и стоимостных показателей усилителей, а также возможностью их микросхемного исполнения.

Задачу решают последовательным включением транзисторов в схему (рис. 2.27). При этом возможны два способа подключения нагрузки к выходу каскада и соответственно два способа осуществления питания схемы.

При первом способе (рис. 2.27, а) каскад питают от двух источников $E_{к1}$ и $E_{к2}$, имеющих общую точку, а нагрузку подключают

между точкой соединения эмиттера и коллектора транзисторов и общей точкой источников питания. Транзисторы T_1 и T_2 каскада обычно работают в режиме класса АВ, который обеспечивается посредством резисторов $R_1 - R_4$. Транзисторы управляются двумя противофазными входными сигналами $u_{вх1}$ и $u_{вх2}$, которые создаются

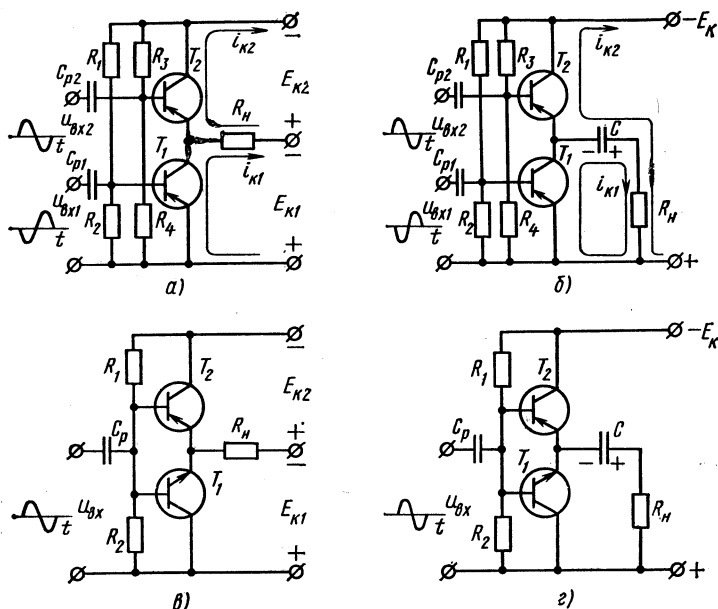


Рис. 2.27. Схемы бестрансформаторных двухтактных усилителей мощности: с питанием от двух источников (а, в) и одного источника (б, г)

с помощью предвыходного фазоинверсного каскада. Так же как в трансформаторном каскаде, процесс усиления двухполярного сигнала происходит в два такта. В первом такте участвует транзистор T_1 , усиливающий отрицательную полуволну напряжения $u_{вх}$, при этом транзистор T_2 заперт положительной полуволной напряжения $u_{вх2}$. Во втором такте усиливается другая полуволна сигнала с участием транзистора T_2 при закрытом транзисторе T_1 .

При втором способе (рис. 2.27, б) питание каскада осуществляют от общего источника, а нагрузку подключают через конденсатор C достаточно большой емкости. В отсутствие сигналов $u_{вх1}$ и $u_{вх2}$ конденсатор C заряжен до напряжения $0,5 E_K$. В такте работы транзистора T_1 транзистор T_2 закрыт и конденсатор выполняет функцию источника питания нагрузки. В такте работы транзистора T_2 ток нагрузки протекает через источник питания E_K . При этом ток i_{K2} , протекающий через конденсатор C , пополняет его энергией, компенсируя тем самым отданную в нагрузку энергию в предыдущем такте.

В схемах рис. 2.27, в, г подключение нагрузки и питание каскадов

выполнены по аналогии со схемами рис. 2.27, а, б. Отличие заключается в том, что в схемах рис. 2.27, в, г используются транзисторы типов $p-n-p$ и $n-p-n$, благодаря чему здесь отпадает необходимость в двух противофазных входных сигналах. При положительной полуволне сигнала в усилении участвует транзистор T_1 , а транзистор T_2 закрыт. При отрицательной полуволне сигнала поведение транзисторов обратное.

Укажем общую особенность схем рис. 2.27 по сравнению со схемой, содержащей трансформатор в выходной цепи. В схеме рис. 2.23 мощность $(U_{km} I_{km})/2$, отдаваемая в нагрузку, близка к величине $U_{km}^2/(2r_2^2 R_H)$. Иными словами, здесь путем варьирования коэффициента трансформации сравнительно просто решается задача получения требуемой мощности в нагрузке при полном использовании транзисторов по току и напряжению в условиях заданных значений R_H и R_H .

В схемах рис. 2.27, а—г это трудно выполнимо, поскольку мощность в нагрузке определяется отношением $U_{km}^2/(2R_H)$. Единственной возможностью получения требуемой мощности при заданном значении R_H при этом является воздействие на значение U_{km} , т. е. на величину напряжения питания каскада. При малых R_H транзистор может оказаться недогруженным по напряжению, а при больших R_H — по току.

Следует также отметить особенность каскадов, выполненных по схемам рис. 2.27, а, б, в которых транзисторы T_1 , T_2 имеют разные способы включения: транзистор T_1 — по схеме ОЭ, а транзистор T_2 — по схеме ОК. Так как при указанных схемах включения коэффициенты усиления по напряжению различны, должны быть приняты меры по выравниванию коэффициентов усиления для обеих полуволн входного сигнала. Задачу решают обеспечением соответствующих коэффициентов усиления по двум входам предвыходного фазоинверсного каскада. В схемах рис. 2.27, в, г необходимость в этом отпадает, поскольку оба транзистора работают в одинаковом режиме — включены по схеме ОК.

Все схемы двухтактных выходных каскадов требуют применения одинаковых по параметрам транзисторов, в особенности имеющих равные коэффициенты передачи тока β .

§ 2.6. УСИЛИТЕЛИ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Введение обратной связи ОС призвано улучшить показатели усилителя или придать ему некоторые специфические свойства. Ранее был рассмотрен простейший вид обратной связи в одиночных усилительных каскадах, где она применялась для температурной стабилизации режима покоя. Проанализируем общие закономерности, обуславливаемые введением обратных связей в усилитель. В частности, это необходимо для построения усилителей на современной элементной базе (на линейных интегральных микросхемах).

Обратная связь осуществляется подачей на вход усилителя сигнала с его выхода. Иллюстрацией усилителя с обратной связью служит структурная схема, приведенная на рис. 2.28. Звено обратной связи характеризуется коэффициентом передачи χ , показывающим связь параметра (напряжения, тока) выходного сигнала этого звена с параметром (напряжением, током) выходной цепи усилителя. Коэффициент усиления усилителя K и коэффициент передачи цепи ОС χ указаны на рис. 2.28 в виде комплексных значений. Это

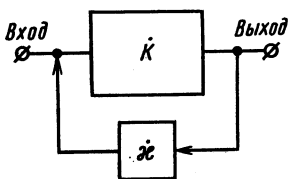


Рис. 2.28. Структурная схема усилителя с обратной связью

означает учет возможного фазового сдвига, возникающего на низких или высоких частотах за счет наличия как в схеме усилителя, так и в цепи ОС реактивных элементов. Если работа усилителя осуществляется в области средних частот, а в цепи ОС отсутствуют реактивные элементы, то коэффициенты передачи усилителя и звена ОС будут характеризоваться действительными значениями K и χ .

В усилителях применяются различные виды обратных связей. Вид обратной связи зависит, в частности, от параметра (напряжения, тока) выходного сигнала, используемого для создания обратной связи и способа подачи обратной связи на вход усилителя. Если параметром выходного сигнала является выходное напряжение усилителя, то в усилителе будет осуществлена обратная связь по напряжению, если ток выходной цепи — то обратная связь по току. Возможна и комбинированная обратная связь, т. е. одновременно как по напряжению, так и по току.

При подаче напряжения обратной связи с выхода четырехполюсника χ последовательно с напряжением источника входного сигнала обратную связь называют последовательной. Когда же напряжение обратной связи подается на вход усилителя параллельно напряжению источника входного сигнала, обратная связь является параллельной.

Оба указанных признака определяют конкретный вид обратной связи усилителя: последовательную (параллельную) обратную связь по напряжению, последовательную (параллельную) обратную связь по току, последовательную (параллельную) комбинированную обратную связь. На рис. 2.29 приведены примеры, иллюстрирующие наиболее распространенные виды обратных связей в усилителях: последовательную обратную связь по напряжению (а), последовательную обратную связь по току (б), параллельную обратную связь по напряжению (в). Если при последовательной обратной связи (см. рис. 2.29, а, б) ее влияние сказывается на величине входного напряжения собственно усилителя U_y , то при параллельной обратной связи (рис. 2.29, в) — на величине входного тока усилителя I_y .

Воздействие обратной связи может привести либо к увеличению, либо к уменьшению результирующего сигнала на входе усилителя. В первом случае обратную связь называют положительной, во втором — отрицательной.

Отрицательная обратная связь позволяет улучшить некоторые показатели усилителя, в связи с чем она нашла здесь преимущественное применение. Оценку влияния обратной связи на показатели усилителя рассмотрим на примере схемы с последовательной обратной связью по напряжению (рис. 2.29, а).

Определим коэффициент усиления усилителя $\dot{K}_{Uoc} = \dot{U}_{вых} / \dot{U}_{вх}$ при наличии обратной связи.

С этой целью выразим напряжение усилителя \dot{U}_y через напряжение $\dot{U}_{вх}$ и напряжение обратной связи \dot{U}_{oc} :

$$\dot{U}_y = \dot{U}_{вх} + \dot{U}_{oc}. \quad (2.106)$$

Разделив левую и правую части выражения (2.106) на выходное напряжение усилителя $\dot{U}_{вых}$, получаем

$$\frac{\dot{U}_y}{\dot{U}_{вых}} = \frac{\dot{U}_{вх}}{\dot{U}_{вых}} + \frac{\dot{U}_{oc}}{\dot{U}_{вых}}, \quad (2.107)$$

или

$$1/\dot{K}_U = 1/\dot{K}_{Uoc} + \dot{x}, \quad (2.108)$$

где $\dot{x} = \dot{U}_{oc} / \dot{U}_{вых}$ — коэффициент передачи цепи обратной связи.

Из (2.108) находим соотношение для расчета коэффициента усиления усилителя, охваченного обратной связью:

$$\dot{K}_{Uoc} = \frac{\dot{K}_U}{1 - \dot{K}_U \dot{x}}. \quad (2.109)$$

Для упрощения анализа этого соотношения введем действительные значения K_U и x :

$$K_{Uoc} = \frac{K_U}{1 - K_U x}. \quad (2.110)$$

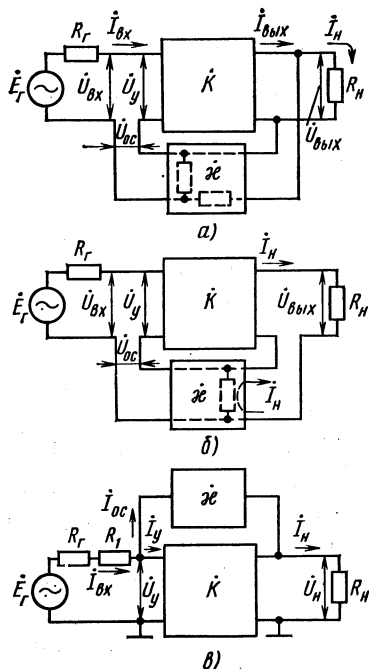


Рис. 2.29. Виды обратных связей: последовательная обратная связь по напряжению (а), последовательная обратная связь по току (б), параллельная обратная связь по напряжению (в)

Согласно выражению (2.110), при $1 > K_U \kappa > 0$ коэффициент усиления усилителя с цепью обратной связи K_{Uoc} получается больше коэффициента усиления самого усилителя K_U . Это соответствует положительной обратной связи, когда напряжение U_{oc} подается на вход усилителя в фазе с входным напряжением $U_{вх}$, вследствие чего $U_y = U_{вх} + U_{oc}$. Выходное напряжение усилителя с положительной обратной связью $U_{вых} = K_U(U_{вх} + U_{oc}) > K_U U_{вх}$, а следовательно, $K_{Uoc} > K_U$.

Случай $K_U \kappa \geq 1$ при положительной обратной связи характеризует условие самовозбуждения усилителя, когда на выходе усилителя появляется сигнал, состоящий из спектра частот независимо от сигнала на входе. При комплексных значениях K_U и κ неравенство $|K_U \kappa| \geq 1$ соответствует условию самовозбуждения на фиксированной частоте с появлением сигнала на выходе, близкого к синусоиде. Этот режим работы усилителя нашел широкое применение в генераторах синусоидального напряжения. При $K_U \kappa < 0$ имеем

$$K_{Uoc} = \frac{K_U}{1 + K_U \kappa} < K_U. \quad (2.111)$$

Это соответствует отрицательной обратной связи, когда напряжение U_{oc} подается в противофазе с напряжением $U_{вх}$, вследствие чего $U_y = U_{вх} - U_{oc}$. Таким образом, коэффициент усиления усилителя с отрицательной обратной связью K_{Uoc} оказывается меньше, чем коэффициент K_U в усилителе без обратной связи.

Оценим стабильность коэффициента усиления усилителя с отрицательной обратной связью. С этой целью продифференцируем выражение (2.111):

$$dK_{Uoc} = \frac{dK_U (1 + K_U \kappa) - dK_U K_U \kappa}{(1 + K_U \kappa)^2} = \frac{dK_U}{(1 + K_U \kappa)^2}. \quad (2.112)$$

Умножив левую и правую части уравнения (2.112) на K_U и учтя соотношение (2.111), получим выражение для относительных изменений коэффициентов усиления:

$$\frac{dK_{Uoc}}{K_{Uoc}} = \frac{dK_U/K_U}{1 + K_U \kappa}. \quad (2.113)$$

Из выражения (2.113) следует, что относительное изменение коэффициента усиления усилителя с отрицательной обратной связью в $1 + K_U \kappa$ раз меньше относительного изменения коэффициента усиления усилителя без обратной связи. При этом стабильность коэффициента усиления повышается с увеличением глубины обратной связи, т. е. величины $1 + K_U \kappa$. Если, например, предположить, что относительное изменение коэффициента усиления усилителя $dK_U/K_U = 20\%$ и $1 + K_U \kappa = 100$, то относительное изменение коэффициента усиления усилителя с обратной связью dK_{Uoc}/K_{Uoc} составит всего $0,2\%$.

Рассматриваемая возможность повышения стабильности коэффициента усиления является ценной в условиях непостоянства коэффициента усиления усилителя из-за температурных изменений параметров элементов, в частности транзисторов, и их старения. В этом случае достигается также высокая стабильность коэффициента усиления при существующем разбросе параметров элементов в условиях массового производства аппаратуры.

При большом коэффициенте усиления K_U и глубокой отрицательной обратной связи удается практически полностью исключить зависимость коэффициента усиления усилителя от изменения его параметров. При этом единицей в знаменателе выражения (2.111) можно пренебречь и коэффициент усиления усилителя будет определяться только коэффициентом передачи цепи обратной связи χ :

$$K_{Uoc} \approx 1/\chi, \quad (2.114)$$

т. е. практически не будет зависеть от K_U и его возможных изменений.

Таким свойством будет обладать, например, усилитель с $K_U = 10^4$ и $\chi = 10^{-2}$, коэффициент усиления которого $K_{Uoc} \approx 1/\chi = 100$.

Физический смысл повышения стабильности коэффициента усиления усилителя с отрицательной обратной связью заключается в том, что при изменении коэффициента усиления усилителя K_U изменяется напряжение обратной связи, приводящее к изменению напряжения U_y (рис. 2.29, а) в направлении, препятствующем изменению выходного напряжения усилителя. Например, при снижении K_U вследствие изменения параметров усилителя напряжение U_{oc} уменьшается вследствие уменьшения напряжения $U_{вых}$ (рис. 2.29, а), напряжение $U_y = U_{вх} - U_{oc}$ возрастает, что вызывает повышение напряжения $U_{вых}$, препятствуя тем самым уменьшению коэффициента усиления K_U .

Повышение стабильности коэффициента усиления усилителя с помощью отрицательной обратной связи широко используется для улучшения амплитудно-частотной характеристики (рис. 2.30) многокаскадных усилителей с конденсаторной связью. Как известно, в области низких и высоких частот коэффициент усиления этих усилителей уменьшается. При наличии отрицательной обратной связи ее действие в указанных областях частот будет ослаблено из-за меньших значений K_U усилителя, что приводит к повышению на границах частотного диапазона коэффициента усиления и расширению полосы пропускания Δf усилителя (рис. 2.30).

С помощью отрицательных обратных связей, охватывающих отдельные каскады усилителя, решают также задачу уменьшения нелинейных искажений выходного сигнала, а также ослабления влияния помех в усилителе.

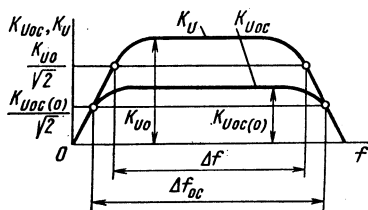


Рис. 2.30. Влияние отрицательной обратной связи на амплитудно-частотную характеристику усилителя

Рассмотрим влияние отрицательной обратной связи на входное сопротивление усилителя $R_{вх} = U_{вх}/I_{вх}$.

Согласно рис. 2.29, а, в случае последовательной отрицательной обратной связи $U_{вх} = U_y + U_{ос}$. Напряжение $U_{ос}$ связано с напряжением U_y соотношением $U_{ос} = K_{УХ} U_y$. В связи с этим находим

$$R_{вх.ос} = (1 + K_{УХ}) U_y / I_{вх} = R_{вх} (1 + K_{УХ}). \quad (2.115)$$

Таким образом, введение последовательной отрицательной обратной связи позволяет увеличить входное сопротивление усилителя в $1 + K_{УХ}$ раз. Необходимость использования обратной связи с указанной целью возникает при усилении сигналов от датчиков, обладающих большим внутренним сопротивлением, особенно для усилителей на биполярных транзисторах.

Наличие отрицательной обратной связи по напряжению приводит, как отмечалось, к повышению стабильности выходного напряжения усилителя при неизменном напряжении $U_{вх}$. При отрицательной обратной связи по напряжению выходное напряжение $U_{вых}$ усилителя меньше подвержено изменению при изменении тока нагрузки, что соответствует уменьшению его выходного сопротивления. Выходное сопротивление усилителя для рассматриваемого вида обратной связи

$$R_{вых.ос} = R_{вых} / (1 + K_{УХ}), \quad (2.116)$$

т. е. оно уменьшается в $1 + K_{УХ}$ раз.

Отрицательную обратную связь по напряжению, уменьшающую выходное сопротивление усилителя, вводят для обеспечения меньшей зависимости выходного напряжения усилителя при изменяющемся сопротивлении нагрузки R_H .

На основании проведенного анализа укажем общие закономерности влияния отрицательной обратной связи на показатели усилителя.

Независимо от вида отрицательная обратная связь приводит к уменьшению входного сигнала непосредственно на входе усилителя (U_y или I_y), а следовательно, к уменьшению коэффициента усиления $K_{Уос}$. Все виды отрицательной обратной связи стабилизируют коэффициент усиления усилителя.

Последовательная отрицательная обратная связь (см. рис. 2.29, а, б) уменьшает результирующее напряжение U_y на входе усилителя, что сопровождается увеличением входного сопротивления. При этом последовательная обратная связь по напряжению (см. рис. 2.29, а) «стабилизирует» выходное напряжение усилителя, уменьшая выходное сопротивление $R_{вых.ос}$, а последовательная обратная связь по току (см. рис. 2.29, б) «стабилизирует» выходной ток усилителя I_H , увеличивая выходное сопротивление $R_{вых.ос}$.

Параллельная отрицательная обратная связь (см. рис. 2.29, в) приводит к увеличению входного тока $I_{вх}$, в связи с чем уменьшается входное сопротивление усилителя, а также выходное сопротивление $R_{вых.ос}$.

Отрицательная обратная связь нашла преимущественное применение в усилителях. Положительная обратная связь в усилителях

обычно нежелательна, однако она может возникать произвольно через внутренние или внешние электрические связи. Такая обратная связь, называемая паразитной, может возникать через общие цепи питания усилительных каскадов, а также через паразитные взаимдуктивности или емкость между выходными и входными цепями усилителя.

Наличие паразитной обратной связи вызывает изменение амплитудно-частотной характеристики усилителя из-за повышения коэффициента усиления на отдельных участках частотного диапазона или может даже привести к самовозбуждению усилителя, т. е. к возникновению в нем генерации на определенной частоте.

Средствами борьбы с указанным явлением является устранение паразитных связей выходных цепей усилителя с входными. Так, для устранения паразитных связей по цепи питания применяют развязывающие фильтры (цепь $R_\phi - C_\phi$ на рис. 2.15), отделяющие по переменному току цепи питания входных каскадов от выходных. Устранение паразитных связей каскадов через реактивные элементы достигается соответствующим конструктивным исполнением усилителя, исключающим близкое размещение входного и выходного каскадов и применение длинных проводниковых соединений. Для этого широко используют экранирование каскадов и монтаж экранированным проводом.

§ 2.7. УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Усилители постоянного тока (УПТ) предназначены для усиления сигналов, медленно изменяющихся во времени, т. е. сигналов, эквивалентная частота которых приближается к нулю. Поэтому УПТ должны обладать амплитудно-частотной характеристикой в виде изображенной на рис. 2.31. Связь источника сигнала с входом усилителя и межкаскадные связи не могут быть осуществлены в УПТ посредством конденсаторов и трансформаторов, поскольку это обеспечило бы амплитудно-частотную характеристику, у которой $K_U = 0$ при $f = 0$ (см. рис. 2.16, а).

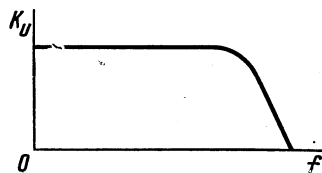


Рис. 2.31. Амплитудно-частотная характеристика усилителя постоянного тока

Для передачи медленно изменяющегося сигнала по тракту усиления необходимы непосредственная (по постоянному току) связь источника входного сигнала с входной цепью усилителя и аналогичная связь между усилительными каскадами. Наличие непосредственной связи обуславливает особенности задания точки покоя транзисторов в УПТ в сравнении с ранее рассмотренными усилителями.

Так, в усилителях с конденсаторной связью режим каждого каскада по постоянному току (режим покоя) определяется только элементами каскада и параметры этого режима рассчитывают инди-

видуально для каждого каскада. Конденсаторы, связывающие усилительные каскады по переменному току, отделяют их одновременно по постоянному току. Благодаря этому изменение по какой-либо причине режима по постоянному току одного из усилительных каскадов не влияет на режимы по постоянному току других каскадов и практически не сказывается на величине выходного напряжения усилителя.

В УПТ отсутствуют элементы, предназначенные для отделения усилительных каскадов по постоянному току. В связи с этим выходное напряжение определяется здесь не только усиленным полезным сигналом, но и ложным сигналом, создаваемым за счет изменения во времени параметров режимов каскадов по постоянному току. Очевидно, что особенно нежелательны здесь изменения режима по постоянному току в первых каскадах, поскольку эти изменения усиливаются последующими каскадами.

Самопроизвольное изменение выходного напряжения УПТ при неизменном напряжении входного сигнала называется дрейфом усилителя. Причинами дрейфа являются нестабильность напряжений питания схемы, температурная и временная нестабильности параметров транзисторов и резисторов. Напряжение дрейфа выходного напряжения $\Delta U_{\text{вых.др}}$ обычно определяют при замкнутом входе усилителя ($e_r = 0$) по приращению выходного напряжения. Качество усилителя постоянного тока оценивают по напряжению дрейфа, приведенному ко входу усилителя (приведенному дрейфу): $e_{\text{др}} = \Delta U_{\text{вых.др}} / K_U$, где K_U — коэффициент усиления усилителя. Приведенный ко входу дрейф $e_{\text{др}}$ характеризует значение ложного сигнала на входе усилителя с коэффициентом K_U , которому соответствует самопроизвольное изменение выходного напряжения $\Delta U_{\text{вых.др}}$. С учетом $e_{\text{др}}$ определяют диапазон возможного изменения входного напряжения e_r усилителя, при котором напряжение дрейфа $\Delta U_{\text{вых.др}}$ составляет незначительную часть полезного выходного сигнала. В зависимости от требований, предъявляемых к усилителю, минимальное значение e_r принимают в десятки и сотни раз больше $e_{\text{др}}$.

Непосредственная связь каскадов в УПТ обуславливает особенности расчета их режима покоя (напряжения и токов при $e_r = 0$). Параметры режима покоя каскада рассчитывают с учетом элементов, относящихся к выходной цепи предыдущего каскада и входной цепи последующего каскада. При выборе схемы каскада особое внимание уделяется обеспечению стабильности параметров режима покоя в отношении влияния всех дестабилизирующих факторов и особенно изменения напряжения питания и температуры окружающей среды.

Особенности непосредственной связи каскадов в УПТ рассмотрим на примере трехкаскадного усилителя (рис. 2.32, а).

В схеме усилителя выводы коллектора и базы транзисторов соседних каскадов соединены непосредственно. В этих условиях резисторы R_3 каждого последующего каскада (осуществляющие внутрикаскадные отрицательные обратные связи по постоянному току) предназначены также для создания необходимого напряжения $U_{\text{бэп}}$

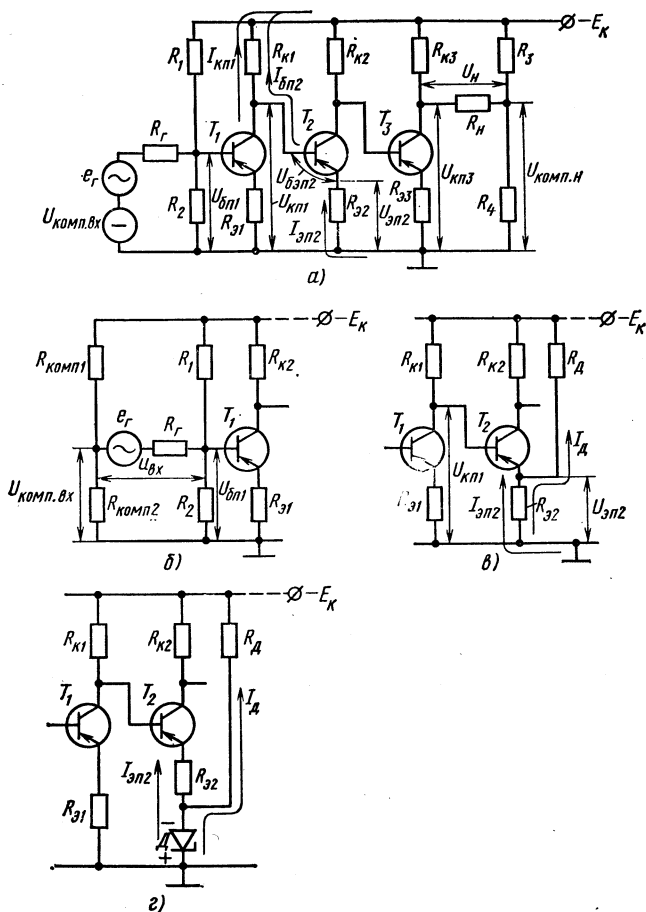


Рис. 2.32. Непосредственная связь в усилителях постоянного тока:

а — простейшая схема многокаскадного УПТ; б — способ подачи входного сигнала в УПТ; в, г — способы повышения коэффициентов усиления усилительных каскадов, входящих в УПТ

в режиме покоя. Это достигается повышением отрицательного потенциала на эмиттере каждого транзистора от протекания через резистор R_3 эмиттерного тока до величины, меньшей по абсолютному значению потенциала его базы или, что то же, потенциала коллектора транзистора предыдущего каскада. Так, для транзистора T_2 второго каскада имеем

$$U_{\text{бэп2}} = U_{\text{кп1}} - U_{\text{эп2}} = U_{\text{кп1}} - I_{\text{эп2}} R_{\text{э2}}. \quad (2.117)$$

Во входную цепь усилителя (рис. 2.32, а) последовательно с источником входного сигнала включен источник входного компенсирующего напряжения $U_{\text{комп.вх}}$. Его вводят для того,

чтобы при $e_r = 0$ напряжение $U_{бп1}$ соответствовало требуемому значению напряжения в режиме покоя и ток через источник был равен нулю. С этой целью компенсирующее напряжение выбирают равным $U_{бп1}$. Возможность получения $U_{комп.вх}$ иллюстрирует схема рис. 2.32, б, где

$$U_{комп.вх} = U_{бп1} = \frac{E_k R_{комп2}}{R_{комп1} + R_{комп2}}.$$

Нагрузка R_n усилителя (рис. 2.32, а) включена в диагональ моста, образованного элементами выходной цепи оконечного каскада и резисторами R_3, R_4 . Такой способ подключения нагрузки используют в тех случаях, когда необходимо обеспечить условие $U_n = 0$ при $e_r = 0$. Схема подключения нагрузки составлена по аналогии со схемой рис. 2.32, б. Резисторы R_3, R_4 в схеме рис. 2.32, а выполняют роль делителя для создания компенсирующего напряжения выходной цепи каскада, равного $U_{нп3}$ при $e_r = 0$.

$$U_{комп.н} = \frac{R_4 E_k}{R_3 + R_4}. \quad (2.118)$$

Рассмотрим основные показатели, характеризующие данный усилитель по переменному току (для приращений напряжения входного сигнала).

Если принять делитель $R_1 = R_2$ достаточно высокоомным, то для расчета входных сопротивлений каскадов, входящих в усилитель, можно воспользоваться общим соотношением

$$R_{вх} = r_6 + (1 + \beta)(r_9 + R_9) \approx \beta R_9. \quad (2.119)$$

Коэффициент усиления рассматриваемого усилителя равен произведению коэффициентов усиления отдельных его каскадов: $K_U = K_{U1} K_{U2} K_{U3}$.

Для оценки коэффициентов усиления каскадов примем $R_k \parallel R_{вх} \approx R_k$ и $R_{вх1} \gg R_r$. Тогда для расчета коэффициентов усиления каскадов получим выражения:

$$K_{U1} = \beta_1 \frac{R_{к1} \parallel R_{вх2}}{R_{вх1}} \approx \beta_1 \frac{R_{к1}}{\beta_1 R_{э1}} = \frac{R_{к1}}{R_{э1}}, \quad (2.120)$$

$$K_{U2} = \beta_2 \frac{R_{к2} \parallel R_{вх3}}{R_{вх2}} \approx \beta_2 \frac{R_{к2}}{\beta_2 R_{э2}} = \frac{R_{к2}}{R_{э2}}, \quad (2.121)$$

$$K_{U3} = \beta_3 \frac{R_{к3} \parallel (R_n + R_3 \parallel R_4)}{R_{вх3}} \approx \frac{R_{к3} \parallel (R_n + R_3 \parallel R_4)}{R_{э3}}. \quad (2.122)$$

Видно, что коэффициенты усиления каскадов обратно пропорциональны сопротивлениям эмиттеров.

Сопротивление $R_{э1}$, рассчитываемое по режиму температурной стабилизации первого каскада, имеет величину от нескольких сотен ом до 1—3 кОм. Сопротивления R_9 последующих каскадов используют не только для температурной стабилизации, но также для обеспечения требуемых значений $U_{бэп}$ в режиме покоя. При связи базы транзис-

тора последующего каскада с коллектором транзистора предыдущего каскада (рис. 2.32, а) напряжение на эмиттере, так же как и напряжение на коллекторе каждого последующего каскада, увеличивается (по абсолютной величине в случае транзисторов типа $p-n-p$). Это вызывает необходимость повышения сопротивления R_e в каждом последующем каскаде с целью получения требуемых значений $U_{эп}$. Возникающие при этом трудности связаны с тем, что увеличение R_e приводит к уменьшению в соответствии с выражениями (2.121), (2.122) коэффициентов усиления последующих каскадов и общего коэффициента усиления усилителя.

Указанный недостаток схемы рис. 2.32, а может быть исключен при некотором видоизменении ее каскадов, как показано на рис. 2.32, в, г. В схеме рис. 2.32, в сопротивление R_e уменьшается за счет включения резистора R_d и пропускания через резистор R_e дополнительной составляющей тока I_d .

Расчет по формуле (2.117) дает:

для схемы рис. 2.32, а

$$R_{э2} = \frac{U_{кп1} - U_{бэп2}}{I_{эп2}}, \quad (2.123)$$

для схемы рис. 2.32, в

$$R_{э2} = \frac{U_{кп1} - U_{бэп2}}{I_{эп2} + I_d}. \quad (2.124)$$

Для схемы рис. 2.32, г задачу решают включением в цепь эмиттера стабилитрона. В результате можно записать

$$R_{э2} = \frac{U_{кп1} - U_{бэп2} - U_{ст}}{I_{эп2}}. \quad (2.125)$$

Резистор R_d предназначен для задания необходимого начального тока через стабилитрон с целью вывода его на рабочий участок вольт-амперной характеристики (см. рис. 1.19).

Способ построения УПТ на основе непосредственной связи простейших сравнительных каскадов может быть использован для получения сравнительно невысокого коэффициента усиления (порядка нескольких десятков) при относительно большом усиливаемом сигнале 0,05—0,1 В.

При необходимости получения больших коэффициентов усиления (сотни и тысячи) применение этого способа построения УПТ невозможно ввиду сильного проявления дрейфа усилителя, вызываемого нестабильностью напряжения питания и особенно температурной нестабильностью параметров транзисторов, в частности $I_{к0(э)} = (1 + \beta)I_{к0}$. Минимальные изменения напряжения на коллекторах транзисторов первых каскадов, возникающие под воздействием температурных изменений тока $I_{к0(э)}$, усиливаются последующими каскадами, создавая недопустимые изменения выходного напряжения усилителя. Применение же температурной компенсации здесь затруднено по технологическим соображениям. Температурная компенсация предполагает включение в схему усилителя термочувствительных элементов, например терморезисторов. Она основана на том, что при

изменении температуры приращения токов и напряжений в схеме под влиянием изменения параметров вводимых элементов действуют в направлении, обратном их приращению, вследствие температурной нестабильности параметров транзисторов. В условиях разброса параметров используемых элементов температурная компенсация требует тщательного подбора термокомпенсирующих элементов для каждого отдельного усилителя с учетом всего температурного диапазона его работы, что неприемлемо при серийном производстве и эксплуатации аппаратуры (из-за трудностей ремонта).

Дифференциальные усилительные каскады

Радикальным средством уменьшения дрейфа УПТ является применение параллельно-балансных (дифференциальных) каскадов. Одна из наиболее распространенных схем дифференциальных усилительных каскадов представлена на рис. 2.33, а. По этой схеме построены каскады, выпускаемые в виде отдельных микросхем (например, К1УТ181, К1УТ221); она используется также во входных каскадах многих УПТ интегрального исполнения.

Дифференциальный усилительный каскад выполняют по принципу сбалансированного моста, два плеча которого образованы резисторами R_{K1} и R_{K2} , а два других — транзисторами T_1 и T_2 . Выходное

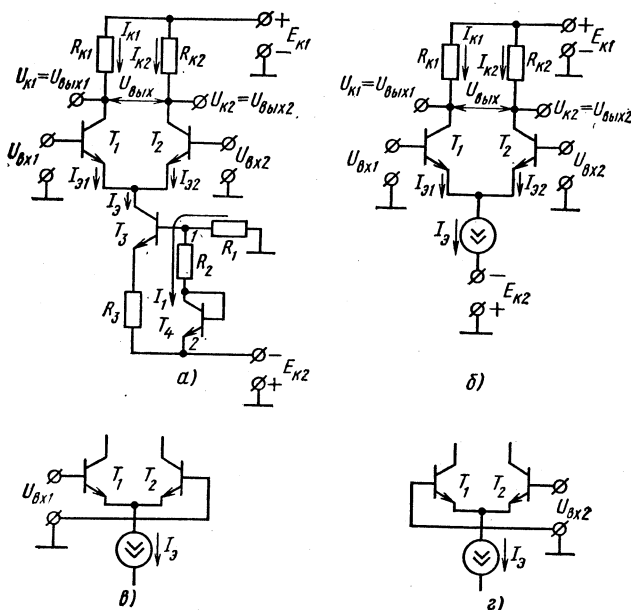


Рис. 2.33. Схема (а) и упрощенная схема (б) параллельно-балансного (дифференциального) усилительного каскада; способы подачи дифференциального входного сигнала (в, г).

напряжение снимается между коллекторами транзисторов (т. е. с диагонали моста) или с коллекторов.

На транзисторе T_3 собрана схема источника стабильного тока I_9 , определяющего сумму эмиттерных токов $I_{э1}$ и $I_{э2}$ транзисторов T_1, T_2 . В схему источника стабильного тока входят резисторы R_1, R_2, R_3 и источник питания $E_{к2}$. Транзистор T_4 в диодном включении предназначен для повышения стабильности тока I_9 в зависимости от изменения температуры (элемент температурной компенсации). Для определения тока I_9 найдем напряжение между точками 1—2 схемы. Если пренебречь током $I_{б3}$, существенно меньшим тока I_9 , и принять $I_{э3} \approx I_{к3} = I_9$, то можно записать

$$U_{бэ3} + I_9 R_3 = I_1 R_2 + U_{бэ4}, \quad (2.126)$$

где

$$I_1 = \frac{E_{к2} - U_{бэ4}}{R_1 + R_2} \approx \frac{E_{к2}}{R_1 + R_2}.$$

Из уравнения (2.126) находим

$$I_9 = \frac{I_1 R_2 + (U_{бэ4} - U_{бэ3})}{R_3}. \quad (2.127)$$

Величина $I_1 R_2$ в числителе выражения (2.127) существенно больше разности напряжений $U_{бэ}$ транзисторов T_4, T_3 . Поэтому ток I_9 определяется преимущественно сопротивлениями R_2, R_3 и током I_1 . Поскольку зависящие от температуры параметры $U_{бэ4}$ и $U_{бэ3}$ входят в выражение (2.127) в виде разности, зависимость тока от температуры проявляется незначительно. Дальнейшее рассмотрение дифференциального каскада проведем на примере схемы рис. 2.33, б, где источник стабильного тока на транзисторе T_3 заменен источником тока I_9 .

Дифференциальный каскад допускает подачу входных сигналов от двух источников (на оба входа $U_{вх1}, U_{вх2}$) или от одного источника входного сигнала (рис. 2.33, в, г). В последнем случае входной сигнал подается на базу одного из транзисторов или между обеими базами. Входы $U_{вх1}$ и $U_{вх2}$ при схемах соединения по рис. 2.33, в, г называются дифференциальными.

Питание каскада производится от источников $+E_{к1}$ и $-E_{к2}$ с равными напряжениями. Ввиду последовательного соединения этих источников суммарное напряжение питания схемы $E_{к} = E_{к1} + E_{к2}$. С помощью напряжения питания $E_{к2}$ снижают потенциал эмиттеров транзисторов T_1, T_2 относительно общей точки схемы («земли»). Это позволяет подавать сигналы на входы усилителя без введения дополнительных компенсирующих напряжений, что требовалось, в частности, в схеме рис. 2.32, а.

Схема дифференциального каскада требует применения близких по параметрам транзисторов T_1, T_2 и равенства сопротивлений $R_{к1}, R_{к2}$ (рис. 2.33, б). Благодаря этому при входных сигналах, равных нулю, достигается баланс моста, напряжения на коллекторах обоих транзисторов равны и выходное напряжение, снимаемое с диагонали,

$U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}1} - U_{\text{вых}2} = 0$. Высокая стабильность схемы в отношении изменения напряжения питания, температуры и прочих факторов объясняется тем, что при одинаковом дрейфе по обоим усилительным каналам каскада напряжения на коллекторах изменяются на одну и ту же величину и дрейф на выходе каскада отсутствует. В реальных условиях за счет существующего разброса параметров

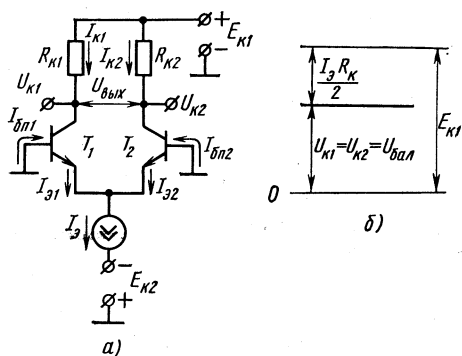


Рис. 2.34. Схема дифференциального каскада при входном сигнале, равном нулю (а); потенциальная диаграмма выходных цепей (б)

каскада при $U_{\text{вх}} = 0$ показана на рис. 2.34, а. Ток $I_{\text{э}}$ делится поровну между двумя транзисторами, т. е. $I_{\text{э}1} = I_{\text{э}2} = I_{\text{э}}/2$. Значения эмиттерных токов $I_{\text{э}1}$, $I_{\text{э}2}$ определяются входными токами смещения (базовыми токами покоя): $I_{\text{бп}1} = I_{\text{бп}2} = \frac{I_{\text{э}}}{2(1 + \beta)} = I_{\text{вх см}}$. Базовые токи, являющиеся состав-

ляющими токов эмиттеров транзисторов, протекают в цепи с источником тока $I_{\text{э}}$ и напряжением питания E_{K2} . Равенству эмиттерных токов транзисторов будет соответствовать равенство их коллекторных токов: $I_{K1} = I_{K2} = \alpha \frac{I_{\text{э}}}{2} \approx \frac{I_{\text{э}}}{2}$ и напряжений на коллекторах: $U_{K1} = U_{K2} = U_{\text{бал}} \approx E_{K1} - \frac{I_{\text{э}} R_K}{2}$ (рис. 2.34, б), где $R_{K1} = R_{K2} = R_K$ (учитываем только абсолютные значения напряжений). Данное состояние схемы характеризует режим баланса каскада или режим покоя.

Рассмотрим работу схемы при наличии входного сигнала, например при подаче его на вход транзистора T_1 ($U_{\text{вх}1}$ на рис. 2.35, а), при этом по-прежнему $U_{\text{вх}2} = 0$. Предположим, что напряжение входного сигнала имеет положительную полярность.

Под воздействием входного сигнала через входные цепи обоих транзисторов будет протекать входной ток $I_{\text{вх}}$, увеличивающий ток базы транзистора T_1 и уменьшающий ток базы транзистора T_2 . При этом токи $I_{\text{э}1}$, I_{K1} увеличиваются, а токи $I_{\text{э}2}$, I_{K2} уменьшаются. Из-

транзисторов (например, β и $I_{K0(\text{э})}$) или их неодинакового изменения во времени некоторый дрейф в каскаде все же имеется. Однако он существенно меньше, чем в предыдущих схемах, поскольку величина дрейфа здесь определяется разностным дрейфом двух близких по параметрам усилительных каналов. Идентичность параметров транзисторов T_1 и T_2 легко достигается при интегральном (микросхемном) исполнении, когда их изготовление осуществляется в едином технологическом процессе на общем кристалле полупроводника.

Схема дифференциального

менение токов обоих транзисторов происходит на одну и ту же величину, поскольку сумма токов $I_{\text{э}1} + I_{\text{э}2} = I_{\text{э}}$ остается неизменной.

Изменения коллекторных токов вызывают изменение потенциальной диаграммы каскада (рис. 2.35, б). Напряжение $U_{\text{к}1} = E_{\text{к}1} - I_{\text{к}1}R_{\text{к}1}$ уменьшается, что вызывает приращение напряжения $-\Delta U_{\text{к}1}$, противоположное по знаку (проинвертированное) напряжению e_r . Напряжение $U_{\text{к}2} = E_{\text{к}1} - I_{\text{к}2}R_{\text{к}2}$ возрастает, что создает соответ-

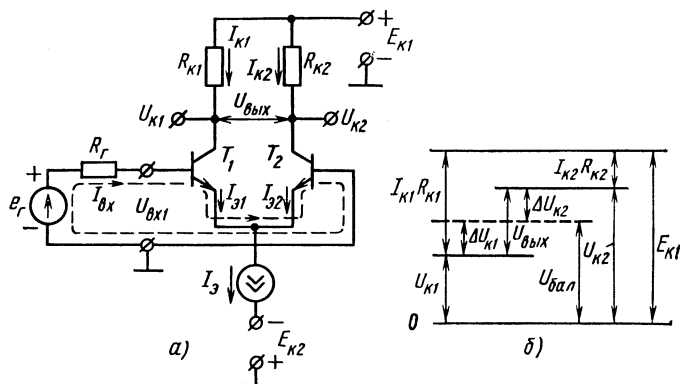


Рис. 2.35. Схема дифференциального каскада при наличии входного сигнала (а); потенциальная диаграмма выходных цепей (б)

ственно приращение напряжения $+\Delta U_{\text{к}2}$ того же знака (непроинвертированного по знаку), что и напряжение входного сигнала.

Таким образом, для рассматриваемого способа передачи входного сигнала выход каскада со стороны коллектора транзистора T_1 ($U_{\text{вых}1}$) является инвертирующим, а со стороны коллектора транзистора T_2 ($U_{\text{вых}2}$) — неинвертирующим. Сигнал, снимаемый с обоих коллекторов, называется дифференциальным:

$$U_{\text{выз}} = U_{\text{к}2} - U_{\text{к}1} = \Delta U_{\text{к}2} + \Delta U_{\text{к}1} = 2\Delta U_{\text{к}}.$$

Бóльшие значения напряжения на входе вызывают соответственно бóльшие значения выходного напряжения. Изменения выходных напряжений схемы под воздействием сигнала на входе прекращаются, когда под влиянием входного тока ток базы одного из транзисторов (в рассматриваемом случае ток $I_{\text{б}2}$) становится равным нулю, а ток $I_{\text{э}}$ протекает только через один из транзисторов (T_1). Выходные напряжения каскада при этом составляют:

$$U_{\text{вык}1} = U_{\text{к}1} = E_{\text{к}1} - I_{\text{э}}\alpha R_{\text{к}} \approx E_{\text{к}1} - I_{\text{э}}R_{\text{к}};$$

$$U_{\text{вык}2} = U_{\text{к}2} = E_{\text{к}1};$$

$$U_{\text{выз}} = U_{\text{к}2} - U_{\text{к}1} \approx I_{\text{э}}R_{\text{к}}.$$

Подобно описанным, но с иными знаками приращений, протекают процессы в схеме при изменении полярности подводимого входного

напряжения или при подключении входного сигнала по схеме рис. 2.33, з.

Определим коэффициенты усиления по напряжению дифференциального каскада.

Входной ток каскада при одинаковых параметрах обоих транзисторов

$$I_{\text{вх}} = \frac{e_{\Gamma}}{R_{\Gamma} + r_{\text{вх1}} + r_{\text{вх2}}} = \frac{e_{\Gamma}}{R_{\Gamma} + 2r_{\text{вх}}} = \frac{e_{\Gamma}}{R_{\Gamma} + 2[r_{\text{б}} + (1 + \beta)r_{\text{э}}]}, \quad (2.128)$$

где $r_{\text{вх}}$ — входное сопротивление транзистора.

Входной ток создает приращения коллекторных токов $\pm \Delta I_{\text{к}} = \pm \beta I_{\text{вх}}$ и напряжений на коллекторах:

$$\pm \Delta U_{\text{вых1,2}} = \pm \Delta I_{\text{к}} R_{\text{к}} = \pm \beta I_{\text{вх}} R_{\text{к}}. \quad (2.129)$$

После подстановки в (2.129) выражения для тока $I_{\text{вх}}$ (2.128) и деления на e_{Γ} определяем коэффициенты усиления по напряжению каскада (по обоим выходам $U_{\text{вых1}}$, $U_{\text{вых2}}$):

$$K_{U1,2} = \frac{\Delta U_{\text{вых1,2}}}{e_{\Gamma}} = \frac{\beta R_{\text{к}}}{R_{\Gamma} + 2r_{\text{вх}}} = \frac{\beta R_{\text{к}}}{R_{\Gamma} + 2[r_{\text{б}} + (1 + \beta)r_{\text{э}}]}. \quad (2.130)$$

При $R_{\Gamma} = 0$ выражение (2.130) принимает вид

$$K_{U1,2} = \frac{\beta R_{\text{к}}}{2r_{\text{вх}}} = \frac{\beta R_{\text{к}}}{2[r_{\text{б}} + (1 + \beta)r_{\text{э}}]}. \quad (2.131)$$

Коэффициент усиления каскада по дифференциальному выходу ($U_{\text{вых}}$) при $R_{\text{н}} = \infty$ находят из соотношения

$$K_{U_{\text{д}}} = \frac{2\Delta U_{\text{вых1,2}}}{e_{\Gamma}} = \frac{2\beta R_{\text{к}}}{R_{\Gamma} + 2r_{\text{вх}}} = \frac{2\beta R_{\text{к}}}{R_{\Gamma} + 2[r_{\text{б}} + (1 + \beta)r_{\text{э}}]}. \quad (2.132)$$

С учетом сопротивления $R_{\text{н}}$

$$K_{U_{\text{д}}} = \frac{\beta (2R_{\text{к}} \parallel R_{\text{н}})}{R_{\Gamma} + 2r_{\text{вх}}}. \quad (2.133)$$

При $R_{\text{н}} = \infty$ и $R_{\Gamma} = 0$

$$K_{U_{\text{д}}} = \frac{\beta R_{\text{к}}}{r_{\text{вх}}} = \frac{\beta R_{\text{к}}}{r_{\text{б}} + (1 + \beta)r_{\text{э}}}. \quad (2.134)$$

Соотношения (2.131), (2.134) используют для оценки коэффициентов усиления дифференциального каскада. Коэффициенты усиления по выходам $U_{\text{вых1}}$ и $U_{\text{вых2}}$ при $R_{\Gamma} = 0$ и $R_{\text{н}} = \infty$ близки к $K_U/2$ для одиночного каскада ОЭ [ср. выражения (2.25) и (2.131)]. Это объясняется тем, что при $R_{\Gamma} = 0$ к участку база — эмиттер каждого транзистора в дифференциальном каскаде прикладывается половина напряжения источника входного сигнала $e_{\Gamma}/2$. Поскольку приращения сигналов между коллекторами обоих транзисторов суммируются, коэффициент усиления по дифференциальному выходу $K_{U_{\text{д}}}$ близок к значению K_U для того же каскада [см. (2.25), (2.134)].

Как указывалось, схема дифференциального усилительного каскада допускает подачу входных сигналов одновременно на оба входа (см. рис. 2.33, б). Дифференциальное входное напряжение при сигналах $U_{вх1}$, $U_{вх2}$ неодинаковой полярности будет равно $U_{вх} = U_{вх1} + U_{вх2}$, а дифференциальное выходное напряжение $U_{вых} = K_{уд}(U_{вх1} + U_{вх2})$.

Представляет интерес также подключение входных напряжений одинаковой полярности, т. е. двух совпадающих по фазе (с и н ф а з н ы х) сигналов. Дифференциальный каскад позволяет решать часто встречающуюся на практике задачу сравнения с высокой степенью точности значений напряжений входных сигналов или увеличения их разности. Это, в частности, объясняет название «дифференциальный каскад». При наличии двух синфазных входных сигналов дифференциальное выходное напряжение пропорционально разности $U_{вх1} - U_{вх2}$:

$$U_{вых} = K_{уд}(U_{вх1} - U_{вх2}). \quad (2.135)$$

При подаче на входы двух сигналов одинаковой полярности необходимо учитывать возможность появления на выходах $U_{вых1}$, $U_{вых2}$ так называемой выходной синфазной ошибки. Она обусловливается наличием на обоих входах одинакового постоянного напряжения (постоянной составляющей), равного наименьшему из напряжений $U_{вх1}$, $U_{вх2}$. Если, например, $U_{вх1} > U_{вх2}$, то напряжение $U_{вх1}$ можно рассматривать как синфазное напряжение $E_{синф}$, приложенное одновременно к обоим входам, а разность $U_{вх1} - U_{вх2} = e_r$ — как дифференциальное входное напряжение между входами. При $R_{г1} = R_{г2} = 0$ появление выходной синфазной ошибки можно показать на примере схемы рис. 2.36, а.

В дифференциальном каскаде рис. 2.36, а с идеальным источником стабильного тока I_3 при $e_r = 0$ и общем напряжении $E_{синф}$ напряжение баланса $U_{бал} = U_{к1} = U_{к2}$ не должно изменяться. Однако наличие синфазного напряжения $E_{синф}$ приводит к повышению напряжения $U_{кз}$ транзистора T_3 (см. рис. 2.33, а), используемого в схеме в качестве источника стабильного тока, что при неидеальности источника вызывает некоторое увеличение тока I_3 . Это обуславливает положительные приращения токов эмиттера и коллектора транзисторов T_1 и T_2 и уменьшение на $\Delta U_{бал}$ напряжения баланса $U_{бал}$ (рис. 2.36, б). При подаче синфазной э. д. с. отрицательной полярности уровень баланса увеличивается на $\Delta U_{бал}$. При $e_r > 0$ напряжения

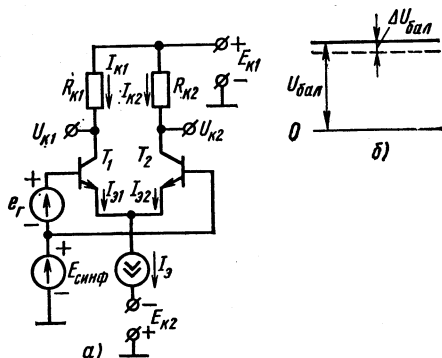


Рис. 2.36. Схема дифференциального каскада при наличии синфазного входного напряжения (а); потенциальная диаграмма выходных цепей (б)

на коллекторах получают приращения относительно напряжения $U_{\text{бал}} \pm \Delta U_{\text{бал}}$. Иными словами, $\pm \Delta U_{\text{бал}}$ проявляется на выходах $U_{\text{вых}1}$, $U_{\text{вых}2}$ как величина синфазной ошибки при усилении. При одинаковых параметрах транзисторов T_1 , T_2 наличие синфазной э. д. с. не вызывает появления синфазной ошибки на дифференциальном выходе каскада. Учет синфазных ошибок усиления важен в многокаскадных УПТ с дифференциальным каскадом на входе.

Синфазную ошибку усиления оценивают коэффициентом синфазной передачи каскада $K_{\text{синф}} = \Delta U_{\text{бал}} / E_{\text{синф}}$, который обычно много меньше единицы. Качество дифференциального каскада характеризуется отношением $K_{\text{синф}} / K_{Uд}$, показывающим способность каскада различать малый дифференциальный сигнал на фоне большого синфазного напряжения.

Выражение $20 \lg(K_{\text{синф}} / K_{Uд})$ характеризует коэффициент ослабления синфазного сигнала (КОСС) дифференциального каскада. В современных дифференциальных усилительных каскадах величина КОСС может составлять от -60 до -100 дБ.

При интегральном исполнении дифференциальных усилительных каскадов вместо резисторов R_k широко используют транзисторы, выполняющие функцию динамических нагрузок каскада. Подобные схемы позволяют обеспечить существенно бóльшие значения коэффициента усиления $K_{Uд}$ по сравнению с рассмотренной схемой, имеющей резистивные нагрузки, что важно при создании многокаскадных УПТ. Пример построения одной из схем таких каскадов показан на рис. 2.37.

Транзисторы T_3 , T_4 p - n - p -типа, выполняющие функцию динамических нагрузок каскада, близки по параметрам. При этом транзистор T_3 используется в качестве диода. Ток $I_{к1}$ транзистора T_1 , протекающий также через транзистор T_3 , создает напряжение $U_{\text{бэ}3}$, определяющее входное напряжение $U_{\text{бэ}4}$. Поскольку транзисторы T_3 , T_4 близки по параметрам, ток $I_{к4}$ будет близок к $I_{к1}$ (это свойство получило название *тока зеркала*). В этом, в частности, заключается главная особенность рассматриваемой схемы. Выходной дифференциальный сигнал снимается с коллектора транзистора T_2 .

При $e_r = 0$ схема находится в режиме покоя (баланса). Токи $I_{к1} = I_{к2} = I_{к4} \approx I_9 / 2$. Ток $I_{к4}$ протекает через транзистор T_2 ; $I_{\text{в}} = 0$, $U_{\text{вых}} = 0$.

Предположим, что источник входного сигнала e_r имеет полярность, показанную на рис. 2.37. Входной ток $I_{\text{вх}}$, протекающий под

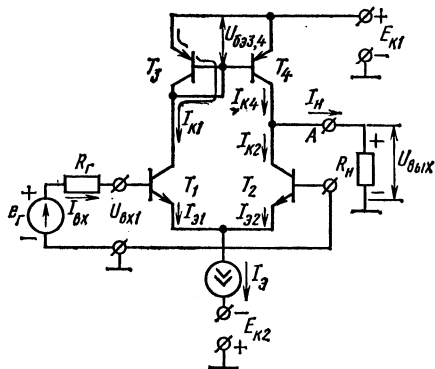


Рис. 2.37. Схема дифференциального каскада с динамическими нагрузками

воздействием сигнала e_r , увеличивает ток $I_{\phi 1}$ и уменьшает ток $I_{\phi 2}$. Изменение базовых токов вызывает изменение коллекторных токов: $I_{K1} = I_3/2 + \beta I_{Bx}$, $I_{K2} = I_3/2 - \beta I_{Bx}$. Так как I_{K4} равен току I_{K1} , то $I_{K4} = I_3/2 + \beta I_{Bx}$. При этом ток нагрузки $I_H = I_{K4} - I_{K2} = 2\beta I_{Bx}$. Напряжение на выходе $U_{Bx} = 2\beta I_{Bx} R_H$. Подача входного напряжения противоположной полярности вызывает изменение направления токов I_{Bx} , I_H и полярности напряжения U_{Bx} .

Коэффициент усиления каскада по напряжению

$$K_U = \frac{U_{Bx}}{e_r} = \frac{2\beta R_H}{R_r + 2r_{Bx}} = \frac{2\beta R_H}{R_r + 2[r_6 + (1 + \beta)r_9]} \quad (2.136)$$

При $R_r = 0$

$$K_U = \frac{\beta R_H}{r_6 + (1 + \beta)r_9} \quad (2.137)$$

В числитель выражения (2.134) входит сопротивление R_K каскада (см. рис. 2.33, а), а в числитель выражения (2.137) — сопротивление R_H . В многокаскадных УПТ R_H является входным сопротивлением последующего каскада, величина которого с помощью средств современной схемотехники может быть обеспечена порядка нескольких сотен килоом. Создание же сопротивлений R_K подобной величины при интегральном исполнении каскадов затруднено, поскольку резистивные слои на поверхности кристалла микросхемы занимали бы чрезмерно большую площадь. В связи с этим коэффициент $K_{УД}$ в простейшем дифференциальном каскаде составляет несколько десятков, а в каскаде с динамическими нагрузками — несколько сотен.

Для дифференциальных усилительных каскадов, а также УПТ на их основе важным параметром является входное сопротивление. Сопротивление R_{Bx} , равное сумме входных сопротивлений транзисторов T_1 , T_2 ($R_{Bx} = 2r_{Bx}$), использовалось ранее при расчете входных токов [см. выражение (2.128)]. Величина R_{Bx} определяет сопротивление нагрузки для источника входного сигнала, поэтому сопротивление R_{Bx} целесообразно иметь возможно большим. Поскольку входная характеристика транзистора нелинейна (см. рис. 1.28, б), высокому входному сопротивлению будет соответствовать выбор малых базовых токов в режиме покоя (токов смещения) и соответственно малых токов I_3 . При этом достижимые значения входного сопротивления составляют десятки и сотни килоом.

Существенное повышение (до десятков мегом) входного сопротивления дает выполнение дифференциального каскада на полевых транзисторах (рис. 2.38).

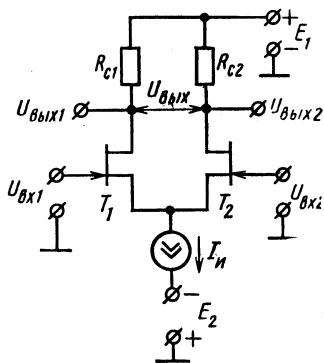


Рис. 2.38. Схема дифференциального каскада на полевых транзисторах

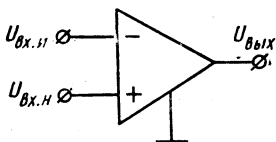
По принципу действия эта схема не отличается от схемы рис. 2.33, а. Аналогично выполняется источник стабильного суммарного тока истоков I_{Σ} . Схема применяется также с динамическими нагрузками.

В настоящее время техника усиления электрических сигналов базируется на интегральной электронике. Как известно, реактивные элементы трудны в интегральной реализации. Учитывая это, подавляющее большинство усилителей различного назначения выполняют на основе УПТ с непосредственной связью. По такому принципу, в частности, создают усилители звуковых частот, усилители высокой частоты, широкополосные и линейные импульсные усилители, узкополосные (избирательные) усилители. На базе УПТ с непосредственной связью выполняют также генераторы синусоидальных колебаний и многие импульсные схемы (см. гл. 3).

§ 2.8. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Термин «операционный усилитель» относится к усилителям постоянного тока с большим коэффициентом усиления, имеющим дифференциальный вход (два входных вывода) и один общий выход (один вывод). Название этих усилителей связано с первоначальным их применением главным образом для выполнения различных операций над аналоговыми величинами (сложение, вычитание, интегрирование и др.). Однако благодаря достижениям в области микроэлектроники и широкому выпуску операционных усилителей в интегральном исполнении открылись их более широкие схемотехнические возможности.

Рис. 2.39. Обозначение ОУ в электронных схемах



В настоящее время операционные усилители (ОУ) играют роль многоцелевых элементов при построении аппаратуры самого различного назначения. Они применяются в усилительной технике, устройствах генерации сигналов синусоидальной и импульсной форм, в стабилизаторах напряжения, активных фильтрах и т. д.

Условное обозначение ОУ показано на рис. 2.39. Один из входов усилителя ($U_{вх.н}$, «+») называется неинвертирующим, а второй ($U_{вх.и}$, «-») — инвертирующим. При подаче сигнала на неинвертирующий вход приращение выходного сигнала совпадает по знаку (фазе) с приращением входного сигнала. Если же сигнал подан на инвертирующий вход, то приращение выходного сигнала имеет обратный знак (противоположный по фазе) по сравнению с приращением входного сигнала. Инвертирующий вход часто используют для введения в операционный усилитель внешних отрицательных обратных связей.

Основу ОУ составляет дифференциальный каскад, применяемый в качестве входного каскада усилителя. Выходным каскадом ОУ обычно служит эмиттерный повторитель (ЭП), обеспечивающий требуемую нагрузочную способность всей схемы. Поскольку коэффициент усиления по напряжению эмиттерного повторителя близок к единице,

необходимое значение $K_{\text{ОУ}}$ операционного усилителя достигается с помощью дополнительных усилительных каскадов, включаемых между дифференциальным каскадом и ЭП. В зависимости от количества каскадов, используемых для получения требуемого значения $K_{\text{ОУ}}$, ОУ подразделяют на двух- и трехкаскадные.

В двухкаскадных ОУ в усилении входного сигнала участвуют входной дифференциальный каскад и один дополнительный каскад, а в трехкаскадных — входной дифференциальный и два дополнительных каскада. В трехкаскадных ОУ входной дифференциальный каскад обычно выполняют с резистивными нагрузками, а в двухкаскадных — с динамическими нагрузками. Помимо этого, операционные усилители могут содержать вспомогательные транзисторные каскады и элементы, предназначенные, например, для сдвига уровней напряжения в тракте усиления, создания источников стабильного тока, отрицательных обратных связей по синфазным ошибкам усиления и т. д.

Для иллюстрации рассмотрим принципиальную схему простейшего трехкаскадного ОУ, приведенную на рис. 2.40 (микросхема 14ОУД1). Питание схемы осуществляется от двух источников $+E_{\text{к1}}$ и $-E_{\text{к2}}$ с одинаковым напряжением. Источники питания имеют общую точку: $|E_{\text{к1}}| = |E_{\text{к2}}| = E_{\text{к}}$.

Входной усилительный каскад выполнен на транзисторах T_1, T_2 по дифференциальной схеме рис. 2.33, а. Выходы первого каскада связаны с входами второго каскада на транзисторах T_5, T_6 также по дифференциальной схеме. Резистор в цепи коллектора транзистора T_5 отсутствует, так как выходной сигнал второго каскада снимается только с коллектора транзистора T_6 . Источник стабильного тока во втором дифференциальном каскаде не используется. Требуемая стабильность суммарного тока I_3 транзисторов T_5, T_6 достигается с помощью резистора $R_9 = R_5$. Падение напряжения на резисторе R_5 от протекания тока I_3 обоих транзисторов повышает потенциал их эмиттеров, что необходимо для непосредственной связи баз транзисторов с выходами предыдущего каскада.

Третий усилительный каскад выполнен на транзисторах T_7, T_8 . Выход его связан с входом транзистора T_9 , на котором реализован выходной эмиттерный повторитель. Построение третьего усилительного каскада таково, что транзисторы T_7, T_8 представляют собой как бы управляемые элементы входного делителя эмиттерного повторителя. Управление транзистором T_7 производится по цепи базы

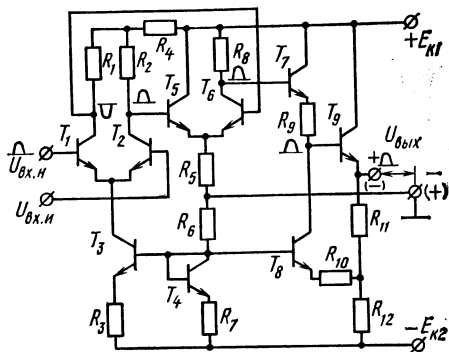


Рис. 2.40. Принципиальная схема операционного усилителя

выходным сигналом второго каскада, управление транзистором T_8 — по цепи эмиттера напряжением на резисторе R_{12} , создаваемым от протекания через этот резистор тока эмиттера транзистора T_9 . Транзистор T_8 входит в контур положительной обратной связи, позволяющей обеспечить высокий коэффициент усиления третьего каскада. Совместное действие транзисторов T_7 и T_8 направлено либо на увеличение, либо на уменьшение (в зависимости от сигнала на входе транзистора T_6) входного напряжения эмиттерного повторителя, т. е. потенциала базы транзистора T_9 относительно шины $-E_{к2}$. Повышение напряжения на базе транзистора T_9 обуславливается уменьшением сопротивления постоянному току транзистора T_7 , а также увеличением сопротивления транзистора T_8 , и наоборот.

Рассмотрим характер изменения выходного напряжения ОУ при изменении сигнала на базе транзистора T_7 .

При входных напряжениях ОУ $U_{вх.в} = U_{вх.в} = 0$ напряжение на коллекторе транзистора T_6 таково, что близкие по величине потенциалы базы и эмиттера транзистора T_9 относительно шины $-E_{к2}$ равны $+E_{к1}$ и напряжение на выходе ОУ $U_{вых} = 0$.

Если под действием входных сигналов (показанных на рис. 2.40 в виде полуволн) напряжение на коллекторе транзистора T_6 увеличится (положительная полуволна), то увеличатся также токи I_6 , I_9 транзистора T_7 . Это приводит к увеличению токов I_6 , I_9 транзистора T_9 . Напряжение на резисторе R_{12} повышается, что уменьшает напряжение $U_{б9}$ и токи I_6 , I_9 транзистора T_8 . Ввиду возрастания тока I_9 транзистора T_7 и уменьшения тока I_8 транзистора T_8 потенциалы базы и эмиттера транзистора T_9 относительно шины $-E_{к2}$ становятся больше $+E_{к1}$. На выходе усилителя создается напряжение положительной полярности $U_{вых} > 0$ (на рис. 2.40 показана без скобок).

При снижении напряжения на коллекторе транзистора T_6 токи транзисторов T_7 , T_9 уменьшаются, а токи транзистора T_8 увеличиваются. Это приводит к уменьшению потенциалов базы и эмиттера транзистора T_9 относительно шины $-E_{к2}$, на выходе усилителя будет действовать напряжение отрицательной полярности $U_{вых} < 0$ (на рис. 2.40 показана в скобках).

Очевидно, максимальное выходное напряжение $U_{вых\max}$ отрицательной полярности будет близко к $-E_{к2} = -E_{к1}$, а максимальное напряжение положительной полярности $U_{вых\max} = +E_{к1} = +E_{к1}$.

Реакцию усилителя на воздействие входных сигналов легко проследить, рассмотрев прохождение усиливаемого сигнала по всему тракту усиления (как показано на рис. 2.40, например, при подаче положительной полуволны напряжения на неинвертирующий вход при заземленном инвертирующем входе).

Операционные усилители характеризуются усиленными, входными, выходными, энергетическими, дрейфовыми, частотными и скоростными параметрами. Рассмотрим наиболее существенные из них.

Важнейшими характеристиками ОУ являются его амплитудные (передаточные) характеристики (рис. 2.41). Их представляют в виде двух кривых, относящихся соответственно

к инвертирующему и неинвертирующему входу. Характеристики снимают при подаче сигнала на один из входов при нулевом сигнале на другом. Каждая из кривых состоит из горизонтальных и наклонного участков.

Горизонтальные участки кривых соответствуют режиму полностью открытого (насыщенного) либо закрытого транзистора выходного каскада (эмиттерного повторителя). При изменении напряжения входного сигнала на этих участках выходное напряжение усилителя остается без изменения и определяется напряжениями $U_{\text{вых max}}^+$, $U_{\text{вых max}}^-$. Указанные значения максимальных выходных напряжений близки к напряжению E_k источников питания.

Наклонному (линейному) участку кривых соответствует пропорциональная зависимость выходного напряжения от входного. Угол наклона участка определяется коэффициентом усиления $K_{\text{УОУ}} = \Delta U_{\text{вых}} / \Delta U_{\text{вх}}$ операционного усилителя. Значение $K_{\text{УОУ}}$ зависит от типа ОУ и может составлять от нескольких сотен до сотен тысяч и более. Большие значения $K_{\text{УОУ}}$ позволяют при охвате таких усилителей глубокой отрицательной обратной связью получать схемы со свойствами, которые зависят только от параметров цепи отрицательной обратной связи.

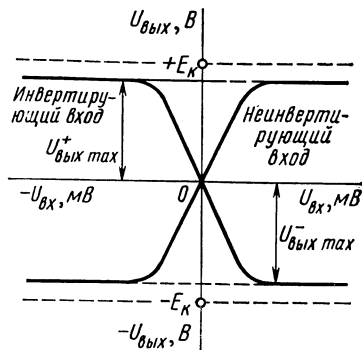


Рис. 2.41. Передаточные характеристики ОУ

Кривые, приведенные на рис. 2.41, проходят через нуль. Состояние, когда $U_{\text{вых}} = 0$ при $U_{\text{вх}} = 0$, называется балансом ОУ. Однако для реальных ОУ условие баланса обычно не выполняется (наблюдается разбаланс). При $U_{\text{вх}} = 0$ выходное напряжение ОУ может быть больше или меньше нуля ($U_{\text{вых}} = +\Delta U_{\text{вых}}$ или $U_{\text{вых}} = -\Delta U_{\text{вых}}$). На рис. 2.42 пунктирными линиями показан возможный вид передаточной характеристики реальных ОУ при входном сигнале, подаваемом на неинвертирующий вход. Напряжение $U_{\text{см0}}$, при котором $U_{\text{вых}} = 0$, называется входным напряжением смещения нуля. Оно определяет значение напряжения, которое необходимо подать на вход ОУ для создания баланса. Напряжения $U_{\text{см0}}$ и $\Delta U_{\text{вых}}$ связаны соотношением $U_{\text{см0}} = \Delta U_{\text{вых}} / K_{\text{УОУ}}$. Основной причиной разбаланса ОУ является существующий разброс параметров элементов дифференциального усилительного каскада (в частности, транзисторов). Зависимость от температуры параметров ОУ вызывает температурный дрейф входного напряжения смещения и температурный дрейф выходного напряжения.

Входное сопротивление, входные токи смещения, разность и дрейф входных токов смещения, а также максимальное входное дифференциальное напряжение характеризуют основные параметры входных

цепей операционных усилителей, которые, в свою очередь, зависят от схемы используемого дифференциального входного каскада. Наличие входных токов смещения обуславливается конечным значением входного сопротивления дифференциального каскада, а их разность — существующим разбросом параметров транзисторов (различием начальных входных токов смещения).

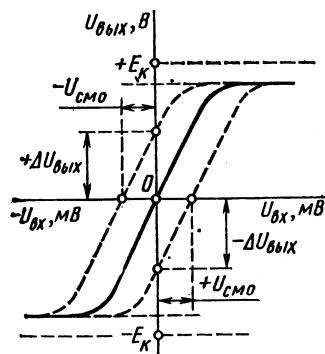


Рис. 2.42. Передаточные характеристики ОУ при наличии разбаланса

Начальные входные токи смещения ОУ с дифференциальным каскадом на биполярных транзисторах определяются токами баз транзисторов при заземленных входах (базовыми токами транзисторов в режиме покоя), а при наличии каскадов на полевых транзисторах — токами утечек затворов.

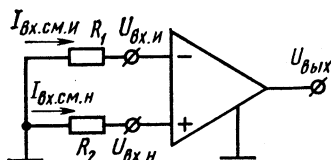


Рис. 2.43. Введение дополнительных резисторов во входные цепи ОУ для исключения разбаланса, создаваемого входными токами

Необходимость учета входных токов возникает при построении схем на ОУ, когда в цепь одного или обоих его входов включаются резисторы (рис. 2.43). При неодинаковых величинах сопротивлений резисторов или входных токов падения напряжения на резисторах R_1 и R_2 будут неодинаковыми, что создает между входами дифференциальное напряжение и соответственно вызывает появление на выходе некоторого напряжения (разбаланса). *Ввиду наличия входного напряжения смещения и входных токов смещения схемы на ОУ приходится дополнять элементами, предназначенными для начальной их балансировки.* Балансировка осуществляется путем подачи на один из входов ОУ некоторого дополнительного напряжения и введения резисторов в его входные цепи.

Максимальным дифференциальным входным напряжением лимитируется напряжение, подаваемое между входами ОУ в схеме, для исключения повреждения транзисторов дифференциального каскада. Для защиты между входами ОУ включают встречно-параллельно два диода или стабилитрона.

Наличие синфазного напряжения на входах ОУ вызывает появление выходной синфазной ошибки усиления. Так же как и для дифференциального каскада (см. § 2.7), влияние синфазного входного напряжения оценивают коэффициентом ослабления синфазного сигнала (КОСС).

Выходными параметрами ОУ являются выходное сопротивление, а также максимальное выходное напряжение и ток. ОУ должен обладать малым выходным сопротивлением для обеспечения высоких значений напряжения на выходе при малых сопротивлениях нагрузки. Малое выходное сопротивление (десятки и сотни ом) достигается применением на выходе ОУ эмиттерного повторителя. Максимальное выходное напряжение

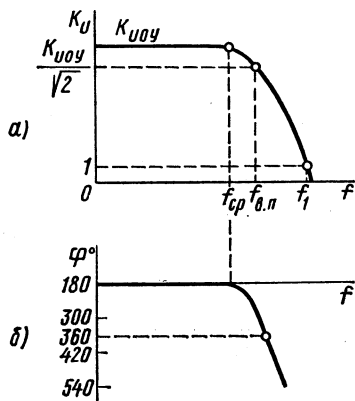


Рис. 2.44. Амплитудно-частотная (а) и фазо-частотная (б) характеристики ОУ

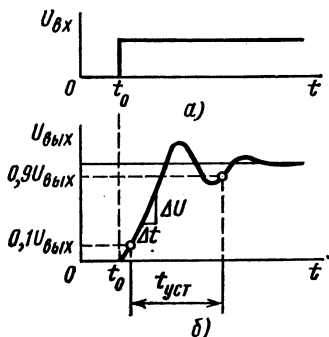


Рис. 2.45. Реакция ОУ на воздействие скачка напряжения на входе

(положительное и отрицательное), как указывалось, близко к напряжению питания $E_K = E_{K1} = E_{K2}$, которое может составлять 3—15 В. Максимальный выходной ток ограничивается допустимым коллекторным током выходного каскада ОУ. Энергетические параметры ОУ оценивают максимальными потребляемыми токами от обоих источников питания и соответственно суммарной потребляемой мощностью.

Усиление гармонических сигналов характеризуется частотными параметрами ОУ, а усиление импульсных сигналов — его скоростными или динамическими параметрами.

Частотные параметры определяют по амплитудно-частотной характеристике ОУ (рис. 2.44, а), которая имеет спадающий характер в области высокой частоты, начиная от частоты среза $f_{ср}$. Причиной этого является частотная зависимость параметров транзисторов и паразитных емкостей схемы ОУ. Частота f_1 , при которой коэффициент усиления ОУ равен единице, называется частотой единичного усиления. По граничной частоте $f_{вн}$, которой соответствует снижение коэффициента усиления ОУ в $\sqrt{2}$ раз, оценивают полосу пропускания частот усилителя, составляющую для современных ОУ десятки мегагерц.

При усилении сигналов ОУ обычно охватывается отрицательной

обратной связью по инвертирующему входу. Ввиду создаваемого усилителем в области высоких частот фазового сдвига выходного сигнала относительно входного фазо-частотная характеристика ОУ по инвертирующему входу приобретает дополнительный (сверх 180°) фазовый сдвиг (рис. 2.44, б). Для некоторой высокой частоты полный фазовый сдвиг становится равным 360° , что соответствует положительной обратной связи по инвертирующему входу на этой частоте. Это приводит к самовозбуждению схемы. Для устранения самовозбуждения в ОУ вводят внешние корректирующие RC -цепи, позволяющие несколько изменить ход амплитудно-частотной и фазо-частотной характеристик. Параметры RC -цепей и места их подсоединения к микросхеме (для исключения самовозбуждения) указываются заводом-изготовителем.

Динамическими параметрами ОУ являются скорость нарастания выходного напряжения (скорость отклика) и время установления выходного напряжения. Они определяются по реакции ОУ на воздействие скачка напряжения на входе (рис. 2.45, а, б). Скорость нарастания выходного напряжения $v_{U_{\text{вых}}}$ находят по отношению приращения выходного напряжения к времени на участке изменения выходного напряжения от $0,1U_{\text{вых}}$ до $0,9U_{\text{вых}}$. Время установления выходного напряжения $t_{\text{уст}}$ оценивают интервалом времени, в течение которого выходное напряжение изменяется от уровня 0,1 до уровня 0,9 установившегося значения. Ряд схем ОУ допускают введение корректирующих цепей, улучшающих параметры $v_{U_{\text{вых}}}$ и $t_{\text{уст}}$. Для ОУ $v_{U_{\text{вых}}} = 0,1 \div 100$ В/мкс, а $t_{\text{уст}} = 0,05 \div 2$ мкс.

Широкое практическое использование ОУ в аналоговых схемах основывается главным образом на применении в них различного рода внешних отрицательных обратных связей, чему способствует большое значение коэффициента усиления $K_{\text{УОУ}}$, а также высокое входное и малое выходное сопротивления ОУ. Высокие качества параметров современных ОУ позволяют, в частности, без внесения заметной погрешности при расчете схем на ОУ принимать $K_{\text{УОУ}} \rightarrow \infty$, $K_{\text{ЛОУ}} \rightarrow \infty$ и $R_{\text{вхОУ}} \rightarrow \infty$.

Рассмотрим некоторые примеры построения аналоговых схем на ОУ, режим работы которого осуществляется в пределах линейного участка передаточных характеристик.

Инвертирующий усилитель. Инвертирующий усилитель (рис. 2.46), изменяющий знак выходного сигнала относительно входного, создает введение по инвертирующему входу ОУ с помощью резистора $R_{\text{ос}}$ параллельной отрицательной обратной связи по напряжению. Неинвертирующий вход связывается с общей точкой входа и выхода схемы (заземляется). Входной сигнал подается через резистор R_1 на инвертирующий вход ОУ.

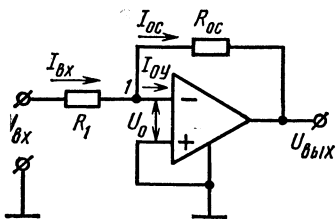


Рис. 2.46. Схема инвертирующего усилителя

Показатели схемы можно определить, воспользовавшись уравнением токов для узла 1. Если принять $R_{\text{вхОУ}} = \infty$ и входной ток ОУ $I_{\text{ОУ}} = 0$, то $I_{\text{вх}} = I_{\text{ос}}$, откуда

$$\frac{U_{\text{вх}} - U_0}{R_1} = - \frac{U_{\text{вых}} - U_0}{R_{\text{ос}}}. \quad (2.138)$$

При $K_{\text{ОУ}} \rightarrow \infty$ напряжение на входе ОУ $U_0 = U_{\text{вых}}/K_{\text{ОУ}} \rightarrow 0$, в связи с чем выражение (2.138) принимает вид

$$U_{\text{вх}}/R_1 = -U_{\text{вых}}/R_{\text{ос}}. \quad (2.139)$$

Следовательно, коэффициент усиления по напряжению инвертирующего усилителя с параллельной обратной связью $K_{U_{\text{и}}} = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$ определяется параметрами только пассивной части схемы:

$$K_{U_{\text{и}}} = -R_{\text{ос}}/R_1. \quad (2.140)$$

Выбор $R_{\text{ос}} = R_1$, когда $K_{U_{\text{и}}} = -1$, придает схеме рис. 2.46 свойство инвертирующего повторителя напряжения (инвертора сигнала). Поскольку $U_0 \rightarrow 0$, входное сопротивление схемы $R_{\text{вх}} = R_1$. Выходное сопротивление усилителя

$$R_{\text{вых}} = \frac{R_{\text{вхОУ}}(1 + R_{\text{ос}}/R_1)}{K_{\text{ОУ}}} \quad (2.141)$$

при $K_{\text{ОУ}} \rightarrow \infty$ близко к нулю.

Неинвертирующий усилитель. Неинвертирующий усилитель (рис. 2.47) содержит последовательную отрицательную обратную связь по напряжению, поданную по инвертирующему входу; входной сигнал подается на неинвертирующий вход ОУ.

В силу равенства нулю напряжения между входами ОУ ($U_0 = 0$) входное напряжение схемы связано с выходным напряжением соотношением

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{вых}} \frac{R_1}{R_1 + R_{\text{ос}}},$$

откуда коэффициент усиления неинвертирующего усилителя

$$K_{U_{\text{н}}} = 1 + R_{\text{ос}}/R_1. \quad (2.142)$$

При $R_{\text{ос}} = 0$ и $R_1 = \infty$ приходим к схеме повторителя (рис. 2.48) с $K_U = 1$.

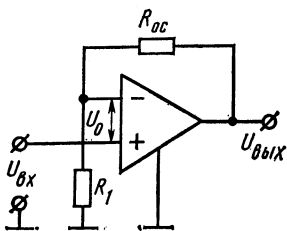


Рис. 2.47. Схема неинвертирующего усилителя

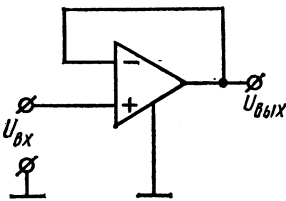


Рис. 2.48. Схема повторителя

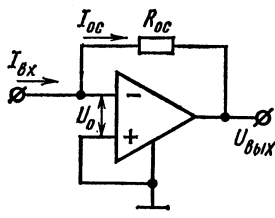


Рис. 2.49. Схема преобразователя тока в напряжение

Входное сопротивление неинвертирующего усилителя $R_{вх}$, равное входному сопротивлению ОУ по неинвертирующему входу, велико; выходное сопротивление $R_{вых} \rightarrow 0$. Его находят из соотношения (2.141).

Неинвертирующий и инвертирующий усилители широко используют в качестве высокостабильных усилителей различного назначения.

Преобразователь тока в напряжение. Схема, осуществляющая преобразование тока в напряжение (рис. 2.49), является вариантом

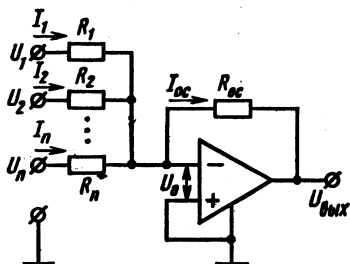


Рис. 2.50. Схема инвертирующего сумматора

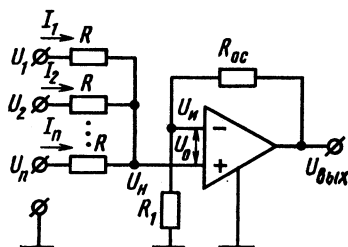


Рис. 2.51. Схема неинвертирующего сумматора

схемы рис. 2.46 при $R_1 = 0$. Из схемы рис. 2.49 имеем $I_{вх} = I_{oc} = -U_{вых}/R_{oc}$, откуда

$$U_{вых} = -I_{вх} R_{oc}. \quad (2.143)$$

Малые входное и выходное сопротивления являются важными преимуществами схемы при ее использовании для преобразования тока источников сигнала в напряжение.

Инвертирующий сумматор. Схема рис. 2.50 выполняется по типу инвертирующего усилителя (см. рис. 2.46) с числом параллельных ветвей на входе, равным количеству сигналов, предназначенных для сложения. Сопротивления резисторов принимают одинаковыми: $R_{oc} = R_1 = R_2 = \dots = R_n \ll R_{вхОУ}$.

При $I_{вхОУ} = 0$ имеем

$$I_{oc} = I_1 + I_2 + \dots + I_n$$

или

$$U_{вых} = -(U_1 + U_2 + \dots + U_n). \quad (2.144)$$

Соотношение (2.144) отражает равноправное весовое участие слагаемых в их сумме. Суммирование может производиться и с соответствующими весовыми коэффициентами для каждого из слагаемых:

$$U_{вых} = -\left(\frac{R_{oc}}{R_1} U_1 + \frac{R_{oc}}{R_2} U_2 + \dots + \frac{R_{oc}}{R_n} U_n\right);$$

это достигается применением различных значений сопротивлений резисторов во входных ветвях.

Неинвертирующий сумматор. Неинвертирующий сумматор может быть реализован путем последовательного соединения схемы рис. 2.50 и инвертора (см. рис. 2.46). Однако он выполняется проще (рис. 2.51) на основе схемы рис. 2.47.

При $U_0 = 0$ (рис. 2.51) напряжения на обоих входах ОУ равны и составляют $U_n = U_{\text{и}} = \frac{R_1}{R_1 + R_{\text{ос}}} U_{\text{вых}}$. При равенстве нулю тока по неинвертирующему входу ($R_{\text{вхОУ}} = \infty$) имеем

$$\frac{U_1 - U_n}{R} + \frac{U_2 - U_n}{R} + \dots + \frac{U_n - U_n}{R} = 0$$

или

$$U_1 + U_2 + \dots + U_n = n \frac{R_1}{R_1 + R_{\text{ос}}} U_{\text{вых}},$$

откуда

$$U_{\text{вых}} = \frac{R_1 + R_{\text{ос}}}{nR_1} (U_1 + U_2 + \dots + U_n). \quad (2.145)$$

Выбор параметров схемы производят, исходя из равенства единице первого сомножителя в правой части выражения (2.145):

$$(R_1 + R_{\text{ос}})/(nR_1) = 1.$$

Интегратор. Схема интегратора (рис. 2.52, а) создается заменой в схеме рис. 2.46 резистора $R_{\text{ос}}$ конденсатором. По аналогии со схемой рис. 2.46, $i_C = i_R$. Тогда

$$-C \frac{du_{\text{вых}}}{dt} = \frac{u_{\text{вх}}}{R},$$

$$u_{\text{вых}} = -\frac{1}{RC} \int_0^t u_{\text{вх}} dt + U_{\text{вых}0}, \quad (2.146)$$

где $U_{\text{вых}0}$ — выходное напряжение при $t = 0$.

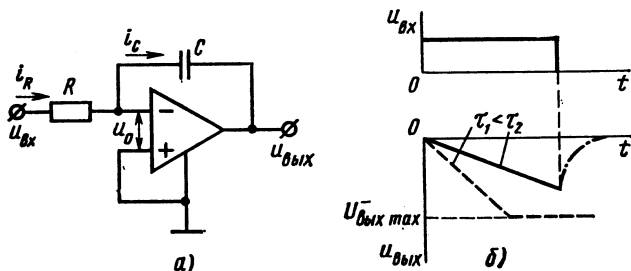


Рис. 2.52. Схема интегратора (а); временные диаграммы (б), иллюстрирующие характер изменения выходного напряжения при наличии единичного скачка напряжения на входе

Отсчет времени ведут с момента поступления входного сигнала, причем обычно при $t = 0$ $u_{вх} = 0$ и $u_{вых} = 0$. В связи с указанным выражение (2.146) приобретает вид

$$u_{вых} = -\frac{1}{\tau} \int_0^t u_{вх} dt, \quad (2.147)$$

где $\tau = RC$ — постоянная интегрирования.

При $\tau = RC = 1 \text{ с}^{-1}$ (например, $R = 1 \text{ мОм}$ и $C = 1 \text{ мкФ}$) интегрирование осуществляется в реальном масштабе времени. При других соотношениях R и C масштаб интегрирования может быть иным. Так, при $R = 1 \text{ мОм}$ и $C = 0,1 \text{ мкФ}$ $\tau = 0,1 \text{ с}^{-1}$ и масштаб интегрирования во времени составляет 10.

Масштаб интегрирования выбирают с учетом параметров входных сигналов, чтобы к концу проведения этой операции выходное напряжение усилителя не достигло предельного значения $U_{вых \text{ max}}^+$ или $U_{вых \text{ max}}^-$. В противном случае интегрирование будет выполнено неверно. Указанное иллюстрирует рис. 2.52, б, где входной сигнал представлен в виде единичного скачка напряжения, а выходное напряжение интегратора при неправильном выборе постоянной интегрирования показано пунктиром.

Интегратор широко используют при построении аналоговых решающих и моделирующих устройств. На его основе выполняют генераторы линейно изменяющегося напряжения. При входном импульсе напряжения положительной полярности на выходе такого генератора на базе схемы рис. 2.52, а создается линейно нарастающее напряжение отрицательной полярности или положительной при управлении импульсом напряжения отрицательной полярности. Процесс последующего уменьшения выходного напряжения до нуля (штрихпунктир на рис. 2.52, б) обусловливается разрядом конденсатора с постоянной времени $\tau = C(R + R_{выхОУ})$. Для уменьшения времени разряда до нуля разряд конденсатора часто осуществляют через включаемый параллельно ему транзисторный ключ (см. гл. 3).

§ 2.9. ШИРОКОПОЛОСНЫЕ И ЛИНЕЙНЫЕ ИМПУЛЬСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

В ряде устройств усиление сигналов необходимо проводить для широкого спектра частот. Амплитудно-частотная характеристика усилителей при этом должна быть равномерной в диапазоне от нескольких единиц или десятков герц до нескольких десятков и сотен мегагерц (см. рис. 2.2). Такие усилители относят к классу ш и р о к о п о л о с н ы х. Преимущественное применение они получили при усилении сигналов сложной, в частности импульсной, формы, характеризующейся широким спектром частот. Усилители, предназначенные специально для усиления сигналов импульсной формы, называют и м п у л ь с н ы м и.

Требования широкополосности предъявляются к усилителям осциллографов, усилителям импульсных сигналов изображения в те-

левидении (видеоусилители), а также импульсным усилителям систем автоматического управления и контроля, радиолокационных, радионавигационных и счетно-решающих устройств, импульсных систем связи и т. д.

Из большого разнообразия импульсных сигналов наибольшее применение получили сигналы прямоугольной формы. Такая форма импульсов, в частности, наиболее полно отражает специфику работы импульсного усилителя. По режиму работы усилительных каскадов различают линейные и нелинейные импульсные усилители. В нелинейных импульсных усилителях транзисторы усилительных каскадов работают в нелинейном режиме с чередованием (в процессе передачи импульса) открытого и закрытого их состояний. Сущность нелинейного режима работы усилительного каскада описана в § 3.2.

В линейных импульсных усилителях амплитуда выходного импульса $U_{\text{вых } m}$ пропорциональна амплитуде входного импульса $U_{\text{вх } m}$ и связана с ним через коэффициент усиления $K_U = U_{\text{вых } m} / U_{\text{вх } m}$. Как и в усилителях переменного и постоянного токов, точку покоя каждого каскада выбирают на линии нагрузки в пределах линейной области выходных характеристик транзистора.

Если принять, что входной импульс имеет бесконечно малые длительности переднего и заднего фронтов (рис. 2.53, а), то импульсный усилитель в процессе усиления такого сигнала должен внести минимально возможные искажения его формы (рис. 2.53, б). Допустимые искажения выходного импульса характеризуются максимально возможными длительностями его переднего фронта $t_{\text{ф}}$ и заднего фронта (среза) $t_{\text{ср}}$, измеряемыми обычно на уровне от 0,1 до 0,9 амплитуды напряжения $U_{\text{вых } m}$, а также максимально допустимым спадом плоской вершины ΔU выходного импульса (более подробная характеристика импульсного сигнала прямоугольной формы дана в § 3.1).

Известно, что импульсный сигнал прямоугольной формы характеризуется широким спектром гармонических составляющих. При этом передний и задний фронты импульса определяются высокочастотной частью спектра, а вершина импульса — его низкочастотной частью. Таким образом, качественной передаче входного импульса через усилитель будет соответствовать пропорциональное усиление им всех составляющих спектра частот входного сигнала. На передачу переднего и заднего фронтов входного импульса, а следовательно, и на времена $t_{\text{ф}}$ и $t_{\text{ср}}$ оказывают влияние высокочастотные свойства усилителя, в частности значение верхней частоты $f_{\text{в.п}}$ полосы пропускания (см. рис. 2.16, а). На передачу плоской вершины влияет значение нижней частоты $f_{\text{н.п}}$ полосы пропускания.

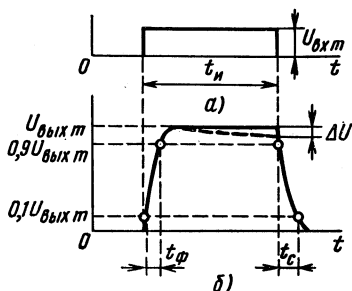


Рис. 2.53. Импульсный сигнал на входе (а) и его искажение на выходе (б) усилителя

При увеличении длительности импульса $t_{\text{и}}$ его гармонические составляющие сдвигаются в область более низких частот. Для передачи с минимальными искажениями плоской вершины импульса (получения минимального ΔU) частота $f_{\text{н.п}}$ усилителя должна стремиться к нулю.

В период применения дискретных электронных компонентов линейные импульсные усилители создавались на основе усилителей с конденсаторной связью между каскадами. Определенные трудности

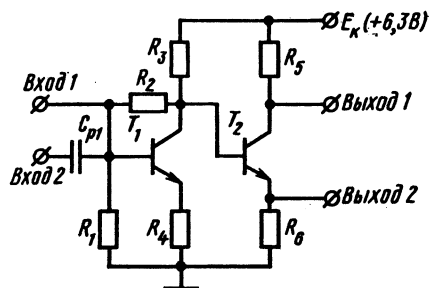


Рис. 2.54. Схема импульсного усилителя в интегральном исполнении

в обеспечении широкой полосы пропускания частот в таких усилителях (обусловленные в области низких частот наличием межкаскадных конденсаторов связи, а в области высоких частот даже при использовании высокочастотных транзисторов наличием паразитных емкостей монтажа) преодолевали ценой усложнения входящих в них усилительных каскадов. Требуемая полоса пропускания частот при импульсном сигнале достигалась введением в каскады дополнительных цепей низ-

кочастотной и высокочастотной коррекции, состоящих из реактивных элементов L и C .

На современном этапе преимущественного использования интегральной электроники импульсные усилители выполняют по типу усилителей постоянного тока (с непосредственной связью между каскадами). Разделительные конденсаторы служат лишь для связи входной цепи усилителя с источником усиливаемых сигналов, хотя и эта связь часто осуществляется непосредственно. С учетом указанного полоса пропускания интегрального импульсного усилителя начинается от частот, равных нулю, что обеспечивает почти без искажений передачу плоской вершины усиливаемого импульса. Требуемая граница диапазона по высокой частоте, необходимая для передачи переднего и заднего фронтов, достигается технологическими методами, обеспечивающими получение высокочастотных интегральных транзисторов и ничтожно малых паразитных емкостей межкаскадных интегральных соединений. Импульсные усилители в интегральном исполнении реализуются на самые различные значения коэффициентов усиления по напряжению.

На рис. 2.54 показан пример интегрального исполнения двухкаскадного импульсного усилителя с противофазным (парафазным) выходом (микросхема К2УИ183). Входной сигнал может подключаться либо непосредственно (вход 1) к усилителю, либо через конденсатор $C_{\text{р1}}$ (вход 2). Для уменьшения спада вершины импульса, создаваемого конденсатором $C_{\text{р1}}$ относительно малой емкости, можно увеличить емкость конденсатора связи путем подключения между

входами 1 и 2 дополнительного навесного конденсатора. Коэффициент усиления по напряжению микросхемы составляет около 10. Времена переднего и заднего фронтов выходного импульса составляют менее 0,1 мкс.

§ 2.10. ИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Избирательные усилители предназначены для усиления сигналов в некоторой узкой полосе частот. Их частотная характеристика должна обеспечивать требуемое усиление в заданной полосе частот и достаточно крутой спад усиления вне этой полосы (рис. 2.55). Полоса пропускания избирательного усилителя $2\Delta f = f_v - f_n$ определяется на уровне $K_{Um}/\sqrt{2}$, где K_{Um} — коэффициент усиления при резонансной частоте f_0 . Отношение боковых частот для таких усилителей $f_v/f_n = 1,001 \div 1,1$. Селективность усилительных свойств оценивают добротностью

$$Q = f_0/(2\Delta f), \quad (2.148)$$

величина которой может составлять десятки и сотни.

Частотная избирательность рассматриваемых усилителей создает высокую помехозащищенность систем, работающих на фиксированных частотах, что широко используется в устройствах автоматического управления и контроля. На способности выделения с помощью избирательных (узкополосных) усилителей фиксированных гармонических составляющих из широкого спектра частот входного сигнала основана работа ряда измерительных устройств промышленной электроники. Избирательные усилители широко распространены в радиоприемных и телевизионных устройствах, а также в многоканальных системах связи. Здесь они решают задачу настройки приемного устройства на фиксированную частоту принимаемой станции (канал связи), не пропуская сигналы других частот.

Избирательные усилители при частотах свыше десятков килогерц создают введением параллельного колебательного LC-контура в цепь нагрузки усилительных каскадов (резонансные усилители). Низкочастотные узкополосные усилители выполняют с обратными связями через частотно-зависимые RC-цепи.

Пример построения усилительного каскада резонансного усилителя показан на рис. 2.56, а. Его особенностью в сравнении с обычным каскадом (см. рис. 2.4) является наличие колебательного контура в коллекторной цепи транзистора. Связь с последующим усилительным каскадом подобного типа или нагрузкой может осуществляться через разделительный конденсатор (как в приведенной схеме) или трансформатор, первичная обмотка которого определяет индуктивность L колебательного контура.

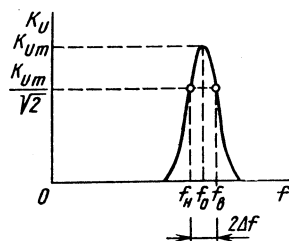


Рис. 2.55. Амплитудно-частотная характеристика избирательных усилителей

Качественно характер зависимости коэффициента усиления каскада от частоты вида рис. 2.55 объясняется зависимостью от частоты сопротивления, создаваемого колебательным контуром в коллекторной цепи транзистора. На резонансной частоте $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ сопротивление колебательного контура велико, в связи с чем коэффициент усиления максимален. При отклонении частоты влево или вправо от

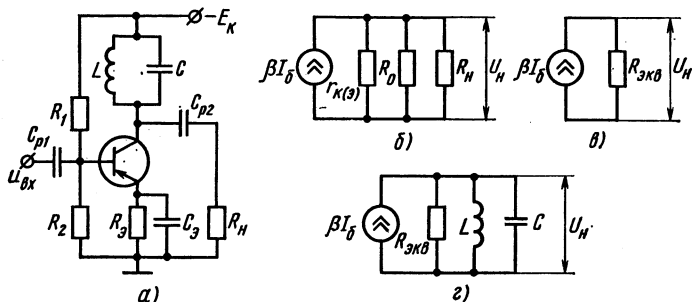


Рис. 2.56. Схема резонансного усилителя (а), его схемы замещения на резонансной частоте (б, в) и частоте, близкой к резонансной (г)

резонансной сопротивление контура уменьшается ввиду увеличения шунтирующего действия соответственно его индуктивности или емкости. Это вызывает уменьшение коэффициента усиления каскада.

Определим связь частотной характеристики с параметрами колебательного контура и элементов каскада.

Если принять суммарное сопротивление потерь в элементах L и C колебательного контура равным r , то на резонансной частоте колебательный контур в коллекторной цепи каскада может быть учтен активным сопротивлением

$$R_0 = Z_c^2/r, \quad (2.149)$$

где $Z_c = \sqrt{L/C}$ — характеристическое сопротивление контура.

Сопротивления R_0 и r определяют добротность используемого контура:

$$Q_K = Z_c/r = R_0/Z_c. \quad (2.150)$$

Для выходной цепи каскада на резонансной частоте будет действительна схема замещения по переменному току, приведенная на рис. 2.56, б, где $r_{k(\omega)}$ учитывает выходное сопротивление транзистора. Величина $R_{экв} = R_0 \parallel r_{k(\omega)} \parallel R_n$ (рис. 2.56, в) определяет эквивалентное сопротивление выходной цепи каскада на резонансной частоте f_0 , а также эквивалентную добротность колебательного контура:

$$Q_{K. экв} = R_{экв}/Z_c. \quad (2.151)$$

Определим сопротивление нагрузки каскада на частоте $f = \omega/(2\pi)$, близкой к резонансной частоте контура $f_0 = \omega_0/2\pi = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{LC}}$. Сопротивление $R_{\text{экв}}$ можно считать неизменным, однако в схеме замещения следует учесть элементы L и C контура (рис. 2.56, з), т. е.

$$Z = \frac{1}{j\omega C} \parallel j\omega L \parallel R_{\text{экв}}. \quad (2.152)$$

Выражение (2.152) приводим к виду

$$Z = \frac{R_{\text{экв}}}{1 + jQ_{\text{к.экв}}(f/f_0 - f_0/f)}. \quad (2.153)$$

Преобразуем разность отношений частот в знаменателе выражения (2.153):

$$\frac{f}{f} - \frac{f_0}{f} = \frac{f^2 - f_0^2}{f_0 f} = \frac{(f - f_0)(f + f_0)}{f_0 f}. \quad (2.154)$$

Так как частота f принята близкой к f_0 , то

$$\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \approx \frac{2\Delta f f_0}{f_0^2} = \frac{2\Delta f}{f_0}. \quad (2.155)$$

Подставив (2.155) в (2.153), получим

$$Z = \frac{R_{\text{экв}}}{1 + jQ_{\text{к.экв}} \frac{2\Delta f}{f_0}}$$

или

$$|Z| = \frac{R_{\text{экв}}}{\sqrt{1 + \left(Q_{\text{к.экв}} \frac{2\Delta f}{f_0}\right)^2}}. \quad (2.156)$$

Согласно формуле (2.156), сопротивление нагрузочной цепи каскада с колебательным контуром максимально на его резонансной частоте ($\Delta f = 0$) и уменьшается при отклонении частоты от резонансной, т. е. с увеличением Δf . Поскольку коэффициент усиления каскада пропорционален сопротивлению в его коллекторной цепи [см. выражения (2.24), (2.25)], то пропорционально изменению сопротивления $|Z|$ от частоты будет изменяться и коэффициент усиления каскада. В частности, уменьшению в $\sqrt{2}$ раз коэффициента усиления каскада будет соответствовать уменьшение в то же число раз сопротивления $|Z|$. Приравняв знаменатель выражения (2.156) $\sqrt{2}$, находим

$$Q_{\text{к.экв}} = f_0/(2\Delta f). \quad (2.157)$$

С учетом формулы (2.148) приходим к выводу, что добротность резонансного усилительного каскада определяется эквивалентной

добротностью его колебательного контура: $Q = Q_{к. экв}$. Иными словами, необходимая эквивалентная добротность колебательного контура может быть найдена по частотной характеристике каскада. Она реализуется согласно (2.151) соответствующим выбором параметра Z_c .

На частотах ниже и выше резонансной колебательный контур представляет собой комплексную нагрузку, что обуславливает появление фазовых сдвигов выходного напряжения относительно входного. Ввиду наличия внутренней обратной связи в транзисторе и паразитных обратных связей общий фазовый сдвиг между выходным и входным напряжениями может стать равным 0 или 2π , что может вызвать самовозбуждение усилителя на частотах, близких к резонансной. Для исключения самовозбуждения в резонансных усилителях применяют нейтрализацию. Она осуществляется посредством подключения между входом и выходом каскада RC -цепей, создающих на частотах, близких к резонансной, отрицательную обратную связь, нейтрализующую действие положительной связи.

Коэффициент усиления многокаскадного резонансного усилителя равен произведению коэффициентов усиления входящих в него каскадов. Если частотные характеристики каскадов одинаковы и каскады настроены на одну и ту же резонансную частоту, то частотной характеристике всего усилителя будет соответствовать более узкая полоса пропускания, чем полоса частот отдельных каскадов.

В настоящее время резонансные усилители, как и усилители других типов, применяются преимущественно в интегральном исполнении. Микросхема избирательного усилителя обычно содержит большую часть элементов реализуемой принципиальной схемы (в том числе и конденсаторы малой емкости). Исключение составляют индуктивность L и емкость C колебательного контура, которые используют в качестве навесных элементов. Для ограничения количества дискретных компонентов широко распространена непосредственная связь между каскадами в усилителе с включением колебательного контура лишь в один из каскадов.

Узкополосные усилители с резонансным контуром создают на частоты свыше десятков килогерц. Для диапазона более низких частот применение резонансных усилителей нерационально из-за больших габаритов элементов LC -контура. В диапазоне звуковых и особенно промышленных частот узкополосные усилители выполняют с обратными связями через частотно-избирательные RC -цепи.

Из частотно-избирательных RC -цепей наибольшее применение получила схема двойного Т-образного моста (рис. 2.57, а), отличающаяся высокой частотной селективностью ко-

эффициента передачи напряжения $|x| = \left| \frac{\dot{U}_{вых}}{\dot{U}_{вх}} \right|$ и угла фазового

сдвига φ между напряжениями выхода и входа (рис. 2.57, б). При подходе к некоторой частоте f_0 коэффициент передачи $|x|$ становится равным нулю, а при ее переходе фазовый сдвиг изменяет знак. Частоту f_0 называют частотой настройки или частотой

к в а з и р е з о н а н с а. Указанные свойства проявляются при определенных соотношениях между параметрами схемы, например при $R_1 = R_2 = R$, $R_3 = R/2$, $C_1 = C_2 = C$ и $C_3 = 2C$. Частоту настройки f_0 при этом находят из соотношения

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{RC}. \quad (2.158)$$

Очевидно, для получения частотной характеристики усилителя вида рис. 2.55 двойной Т-образный мост следует включить в цепь

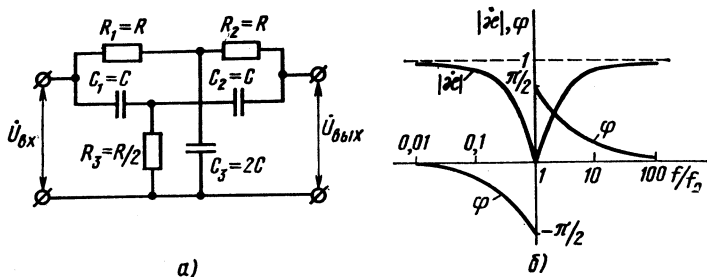


Рис. 2.57. Схема двойного Т-образного моста (а), зависимости его коэффициента передачи и угла фазового сдвига от частоты (б)

отрицательной обратной связи (рис. 2.58, а). Предположим, что используемый усилитель имеет частотную характеристику $K_U(f)$ (рис. 2.58, б) с коэффициентом усиления в области низких и средних частот K_{Um} . При частотах входного сигнала f , отличных от f_0 , коэффициент передачи цепи обратной связи $|x| \rightarrow 1$ и сигнал с выхода усилителя полностью передается цепью отрицательной обратной связи на его вход. В усилителе действует глубокая отрицательная связь. Коэффициент усиления усилителя с такой обратной связью

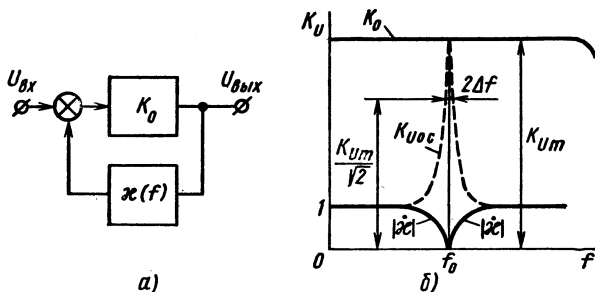


Рис. 2.58. Структурная схема включения двойного Т-образного моста для создания избирательного усилителя (а), частотная характеристика избирательного усилителя с двойным Т-образным мостом (б)

согласно соотношениям (2.111), (2.114) близок к единице. По мере приближения к частоте f_0 модуль коэффициента передачи $|\dot{x}|$ двойного Т-образного моста уменьшается, что вызывает ослабление отрицательной обратной связи и возрастание коэффициента усиления $K_{Уос}$. На частоте f_0 $|\dot{x}| = 0$ и отрицательная обратная связь отсутствует. Коэффициент усиления $K_{Уос}$ на этой частоте равен коэффициенту усиления K_{Um} используемого усилителя.

Добротность Q [см. (2.148)], характеризующая избирательные свойства усилителя, зависит от селективности цепи обратной связи и коэффициента усиления K_{Um} усилителя (рис. 2.58, б).

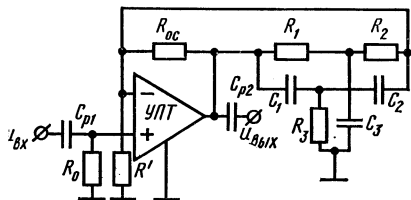


Рис. 2.59. Схема избирательного усилителя на ОУ с двойным Т-образным мостом

ду эмиттерными повторителями. Немаловажную роль играет и точность выбора параметров элементов R , C двойного Т-образного моста. При чрезмерном разбросе параметров элементов характеристики $\varphi(f)$, $|\dot{x}|(f)$ схемы становятся отличными от приведенных на рис. 2.57, что приводит к нарушению требуемого режима работы усилителя.

При построении избирательных усилителей с двойным Т-образным мостом в цепи отрицательной обратной связи удобно использовать схему усилителя с двумя входами (с дифференциальным входным каскадом). На один из входов подается усиливаемый сигнал, а по второму осуществляется отрицательная обратная связь. Цепь обратной связи подключается к тому из входов, для которого выходной сигнал находится в противофазе.

В качестве усилителей могут применяться интегральные усилители постоянного тока и операционные усилители. Пример выполнения схемы избирательного усилителя на ОУ показан на рис. 2.59. Помимо частотно-зависимой отрицательной обратной связи, осуществляемой по инвертирующему входу, в схему включена вещественная отрицательная обратная связь (резистор R_{oc}), обеспечивающая получение требуемого коэффициента усиления усилителя. Согласно выражению (2.142), $K_{Um} = 1 + R_{oc}/R'$.

§ 2.11. ГЕНЕРАТОРЫ СИНУСОИДАЛЬНЫХ КОЛЕБАНИЙ

Генераторы синусоидальных колебаний осуществляют преобразование энергии источника постоянного тока

в переменный ток требуемой частоты. Они выполняются на основе усилителей со звеном положительной обратной связи, обеспечивающей устойчивый режим самовозбуждения на требуемой частоте. Структурная схема генератора синусоидальных колебаний приведена на рис. 2.60. Коэффициент усиления усилителя и коэффициент передачи звена обратной связи приняты комплексными, т. е. учитывается их зависимость от частоты. Входным сигналом для усилителя в схеме генератора является часть его выходного напряжения, передаваемая звеном положительной обратной связи ($|x| < 1$).

Для работы схемы в режиме генерации необходимо выполнение двух условий. Первое характеризуется тем, что фазовые сдвиги сигнала, создаваемые усилителем (φ_y) и звеном обратной связи (φ_x), в сумме должны быть кратными 2π :

$$\varphi_y + \varphi_x = 2n\pi, \quad (2.159)$$

где $n = 0, 1, 2, 3, \dots$

Соотношение (2.159) определяет условие баланса фаз в усилителе с положительной обратной связью. Второе условие находят из выражения (2.110). Как показано в § 2.6, оно определяется неравенством

$$|K||x| > 1. \quad (2.160)$$

Для получения на выходе генератора напряжения синусоидальной формы требуется, чтобы соотношения (2.159), (2.160) выполнялись только при одной частоте.

Физический смысл неравенства $|K||x| > 1$ заключается в следующем. Сигнал, усиленный усилителем в $|K|$ раз и ослабленный звеном обратной связи в $|x|$ раз, при выполнении условия (2.159) возникает вновь на входе усилителя в той же фазе, но с большей амплитудой. Иными словами, неравенство $|K||x| > 1$ определяет необходимое условие для самовозбуждения генератора, когда первоначальные изменения токов и напряжений в схеме усилителя, появившиеся после его подключения к источнику питания, вызывают прогрессирующее нарастание амплитуды сигналов соответствующей частоты на входе и выходе усилителя. Равенство $|K||x| = 1$ соответствует переходу генератора к установившемуся режиму работы, когда по мере увеличения амплитуды колебаний происходит уменьшение коэффициента усиления K усилителя из-за проявления нелинейности характеристик транзисторов при больших амплитудах сигналов. В стационарном режиме сигналы на входе и выходе генератора соответствуют некоторым установившимся значениям благодаря компенсации усилителем ослабления сигнала, создаваемого звеном обратной связи (условие баланса амплитуд).

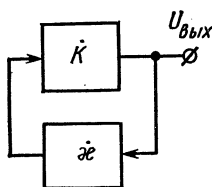


Рис. 2.60. Структурная схема генератора синусоидальных колебаний

Установившиеся значения напряжений зависят от коэффициента усиления усилителя K для малого сигнала, а также от нелинейности характеристик используемых транзисторов. Зависимости коэффициента усиления усилителя от температуры и сопротивления нагрузки являются причинами нестабильности амплитуды выходного напряжения генераторов. Задачу стабилизации амплитуды решают введением в схему генератора стабилизирующих нелинейных элементов, а также вещественных отрицательных обратных связей.

Генераторы синусоидальных колебаний, так же как и избирательные усилители, выполняют с колебательным LC -контуром и частотно-зависимыми RC -цепями. LC -генераторы предназначены для генерирования сигналов высокой частоты (свыше нескольких десятков килогерц), а RC -генераторы используются на низких частотах (вплоть до единиц герц).

Генераторы LC -типа основаны на использовании избирательных LC -усилителей, обладающих частотной характеристикой вида рис. 2.55. Условия для генерации синусоидальных колебаний (2.159), (2.160) здесь создаются для частоты настройки f_0 колебательного контура, когда его сопротивление является чисто активным. Предпосылкой выполнения соотношения (2.159) для частоты f_0 служит изменение фазового сдвига φ_y , вносимого усилителем, при отклонении частоты от резонансной, так как сопротивление контура перестает быть активным и приобретает реактивный (индуктивный или емкостный) характер. Справедливость соотношения (2.160) для резонансной частоты обуславливается максимальным значением коэффициента усиления на частоте f_0 .

Схемная реализация LC -генераторов достаточно разнообразна. Они могут отличаться способами включения в усилитель колебательного LC -контура и создания в нем положительной обратной связи.

Особенности генераторов рассмотрим на примерах схем с однокаскадным усилителем.

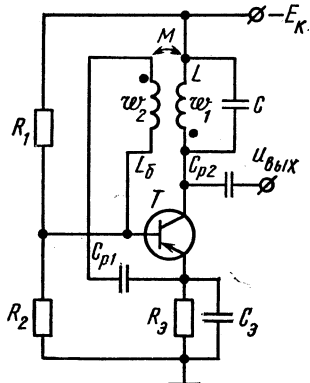


Рис. 2.61. Схема генератора с трансформаторной обратной связью

Схемы генераторов приведены на рис. 2.61—2.63. Их усилительный каскад выполнен на транзисторе ОЭ с известными элементами R_1 , R_2 , R_3 , C_3 , предназначенными для задания режима покоя и температурной стабилизации. Выходной сигнал снимается с коллектора транзистора. В схеме однокаскадного усилителя с чисто активной нагрузкой выходной сигнал находится в противофазе с входным сигналом. В связи с этим для обеспечения условия баланса фаз (2.159) звено положительной обратной связи на резонансной частоте должно осуществлять поворот на 180° фазы сигнала, передаваемого на вход усилителя.

В схеме генератора рис. 2.61 параметрами колебательного контура являются емкость конденсатора C и индуктивность L первичной обмотки ω_1 трансформатора. Сигнал обратной связи снимается с вторичной обмотки ω_2 , индуктивно связанной с обмоткой ω_1 , и через разделительный конденсатор C_{p1} подается на вход транзистора. Необходимая фазировка напряжения обратной связи достигается соответствующим подключением выводов вторичной обмотки. Поскольку напряжение обратной связи меньше выходного напряжения, отношение чисел витков первичной и вторичной обмоток $\omega_1/\omega_2 > 1$.

Если принять индуктивную связь обмоток ω_1 и ω_2 идеальной, то для обеспечения условия баланса амплитуд необходимо, чтобы

$$\beta > \sqrt{L/L_0} = \omega_1/\omega_2, \quad (2.161)$$

где β — коэффициент передачи тока транзистора в точке покоя.

Частота генерируемых колебаний близка к резонансной частоте колебательного контура:

$$f \approx \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}. \quad (2.162)$$

Сигнал обратной связи может быть снят непосредственно с колебательного контура. Это достигается благодаря секционированию индуктивной или емкостной ветви колебательного контура. В схемах таких генераторов колебательный контур имеет три точки соединения с усилителем, в связи с чем их называют трехточечными.

В схеме генератора рис. 2.62 («индуктивная трехточка») секционированной выполнена индуктивная ветвь контура. Сигнал обратной связи определяется напряжением на секции ω_1 . Требуемая фаза этого сигнала определяется тем, что напряжения на секциях ω_2 и ω_1 относительно их общей точки, подключенной к шине $-E_K$, находятся в противофазе. На вход транзистора сигнал с секции ω_1 пода-

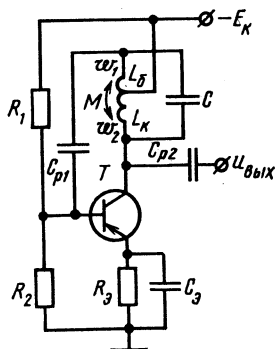


Рис. 2.62. Схема генератора с трехточечной индуктивной обратной связью

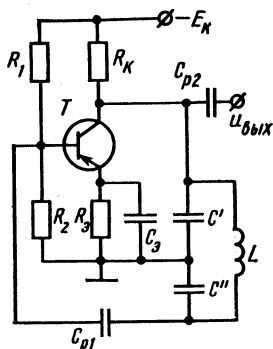


Рис. 2.63. Схема генератора с трехточечной емкостной обратной связью

ется через разделительный конденсатор C_{p1} ($C_{p1} \gg C$), источник питания (представляющий по переменному току сопротивление, близкое к нулю) и конденсатор C_9 . При $L = L_K$ соотношение (2.161) действительно и для данной схемы.

Расчет частоты может быть произведен по формуле (2.162), если положить в ней $L = L_K + L_6$.

В схеме генератора рис. 2.63 («емкостная трехточка») колебательный контур, состоящий из индуктивной катушки L и последовательно включенных конденсаторов C' , C'' , включен параллельно выходной цепи усилительного звена. Напряжение обратной связи снимается с конденсатора C'' относительно «земли» и подается на вход транзистора через конденсаторы C_{p1} и C_9 , минуя цепь источника питания. Напряжения на конденсаторах C' и C'' относительно их общей точки находятся в противофазе, в связи с чем создаваемая в схеме обратная связь является положительной.

Самовозбуждение генератора обеспечивается при следующих соотношениях параметров в схеме:

$$\frac{C'}{C''} = \frac{r_{\text{вх ОБ}}}{R_K \parallel R_H}, \quad (2.163)$$

где $r_{\text{вх ОБ}}$ — входное сопротивление используемого транзистора ОБ; R_H — сопротивление внешней нагрузки.

Для расчета частоты действительно выражение (2.162), где $C = C'C''/(C' + C'')$.

В LC-генераторах генерируемая частота, строго говоря, зависит не только от параметров колебательного контура, но и от параметров транзисторов усилительного звена. Это следует, например, из более точного выражения для частоты колебаний генератора (рис. 2.63):

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} + \frac{r}{LC''r_{\text{вх ОЭ}}} + \frac{1}{C'C''r_{\text{вх ОЭ}}(r_{K(Э)} \parallel R_K)}}, \quad (2.164)$$

где $r_{\text{вх ОЭ}}$ — входное сопротивление транзистора ОЭ; $r_{K(Э)}$ — параметр схемы замещения транзистора; r — суммарное сопротивление потерь в элементах L и C колебательного контура.

Ввиду зависимости величин L , C колебательного контура и параметров транзистора от температуры наблюдается зависимость от температуры и частоты f . В условиях постоянства температуры неустойчивость частоты вызвана изменением дифференциальных параметров транзистора в зависимости от изменения положения точки покоя усилительного каскада, что, в частности, обуславливает необходимость его стабилизации.

Неустойчивость частоты генераторов оценивают коэффициентом относительной неустойчивости

$$\delta_f = \frac{\Delta f}{f} 100, \quad (2.165)$$

где Δf — абсолютное отклонение частоты от номинального значения f .

В этих случаях оговариваются условия, при которых производятся измерения, в частности диапазоны изменения температуры и напряжения питания. Коэффициент относительной нестабильности частоты транзисторных LC -генераторов (при использовании температурной стабилизации с помощью резистора R_s , но без принятия специальных добавочных мер стабилизации) составляет единицы процента.

Факторами, повышающими стабильность частоты, являются увеличение температурной стабилизации выбранного режима покоя усилительных каскадов, а также применение средств, компенсирующих температурные изменения частоты. Одним из методов компенсации можно считать введение в колебательный контур конденсаторов с зависимой от температуры емкостью (например, тикондовых).

Наибольшая стабильность частоты с коэффициентом $\delta_f = 10^{-3} \div 10^{-5}\%$ достигается при использовании в генераторах кварцевого резонатора. Высокая стабильность частоты обусловливается тем, что кварцевый резонатор, являясь эквивалентом последовательного колебательного контура, обладает высокой добротностью ($Q_k = 10^4 \div 10^6$).

Генераторы LC -типа реализуются в виде гибридных интегральных микросхем, в которых реактивные элементы L , C применяют в качестве навесных.

Построение генераторов на частоты ниже нескольких десятков кГц становится нерациональным ввиду возрастания габаритов и массы элементов колебательного LC -контура. Для диапазона низких частот применяют RC -генераторы. Они основаны на использовании частотно-зависимых цепей, составляемых из резисторов и конденсаторов, и аналогично LC -генераторам выполняются по структурной схеме рис. 2.60.

В усилителях, предназначенных для построения генераторов, выходной сигнал, как известно, может находиться в противофазе с входным сигналом ($\varphi_y = 180^\circ$) или же совпадать с ним по фазе ($\varphi_y = 0$). В первом случае частотно-зависимая RC -цепь обратной связи на частоте генерации должна осуществлять поворот фазы передаваемого сигнала на 180° ($\varphi_x = 180^\circ$), во втором случае фазовый сдвиг передаваемого сигнала должен отсутствовать ($\varphi_x = 0$). Решение обеих задач характеризуется большими схемными возможностями RC -цепей.

Схема цепи, осуществляющей изменение фазы передаваемого сигнала на 180° , приведена на рис. 2.64, а. Выбор для рассмотрения этой схемы обусловлен наименьшими значениями в ней емкостей конденсаторов, требуемых для построения низкочастотных генераторов.

В схеме рис. 2.64, а (схема лестничного типа « R -параллель») используется зависимость от частоты коэффициента передачи и фазы передаваемого сигнала элементарного Γ -образного RC -звена. Поскольку максимальный фазовый сдвиг, вносимый одним звеном на частоте, близкой к нулю, составляет 90° , для получения требуемого фазового сдвига в 180° цепь должна содержать не менее трех последовательно включенных звеньев. Обычно применяют трехзвенные или (реже) четырехзвенные цепи.

Зависимости $|x|$ и φ_x от частоты для трехзвенной цепи при $C_1 = C_2 = C_3 = C$ и $R_1 = R_2 = R_3 = R$ приведены на рис. 2.64, б. Частоту f_0 , при которой угол $\varphi_x = 180^\circ$, называют квазирезонансной. С параметрами C и R она связана соотношением

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{6} RC} \quad (2.166)$$

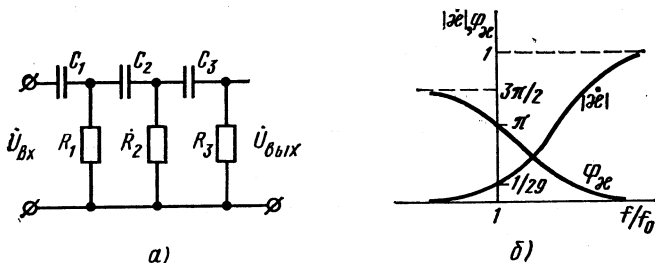


Рис. 2.64. Схема трехзвенного RC -четырёхполюсника (а), зависимости его коэффициента передачи и угла фазового сдвига от частоты (б)

На частоте f_0 коэффициент передачи цепи при указанных соотношениях между параметрами $x = \frac{|\dot{U}_{\text{ВЫХ}}|}{|\dot{U}_{\text{ВХ}}|} = \frac{1}{29}$. Следовательно, само-

возбуждение генератора возможно, если коэффициент усиления усилителя $K_U \gg 29$.

В качестве усилительного звена обычно используют усилители постоянного тока в интегральном исполнении, в частности операционные усилители. Схема генератора на ОУ приведена на рис. 2.65. Цепь частотно-зависимой обратной связи включена между выходом и инвертирующим входом усилителя. Требуемый коэффициент усиления усилительного звена ($K_U \gg 29$) согласно выражению (2.140) достигается выбо-

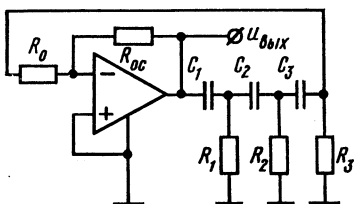


Рис. 2.65. Схема генератора синусоидальных колебаний на ОУ с трехзвенным RC -четырёхполюсником

ром отношения $R_{oc}/R_0 \gg 29$. Входное сопротивление инвертирующего усилителя, равное R_0 , совместно с R_3 определяет активную составляющую сопротивления оконечного звена частотно-зависимой цепи обратной связи. В связи с этим для расчета частоты f_0 по формуле (2.166) нужно, чтобы $R_1 = R_2 = R_3 \parallel R_0 = R$. Требуемая на практике установка необходимой амплитуды колебаний достигается некоторой подстройкой сопротивления R_{oc} .

Из RC -цепей, не осуществляющих сдвига по фазе передаваемого сигнала на квазирезонансной частоте, наибольшее распространение

получила схема моста Вина (рис. 2.66, а), амплитудно-частотные и фазо-частотные характеристики которой показаны на рис. 2.66, б.

При построении такого генератора на операционном усилителе (рис. 2.67) звено частотно-зависимой обратной связи (см. рис. 2.66, а) включают между выходом и неинвертирующим входом ОУ. Элементы R_{oc} и R_0 предназначены для получения требуемого коэффициента

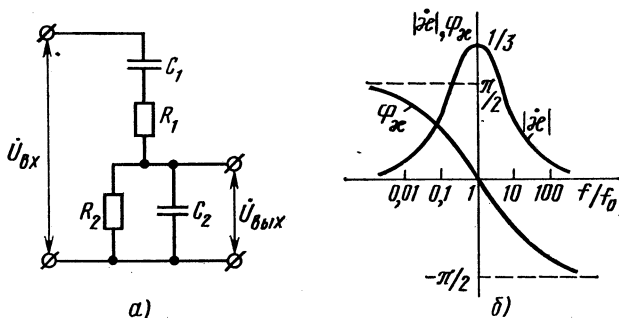


Рис. 2.66. Схема моста Вина (а), зависимости его коэффициента передачи и угла фазового сдвига от частоты (б)

усиления усилительного звена. Поскольку на частоте генерации f_0 коэффициент передачи звена частотно-зависимой обратной связи типа моста Вина $\kappa = 1/3$ (см. рис. 2.66, б), самовозбуждение генератора возможно при $K_U > 3$. Согласно выражению (2.142), это будет соответствовать выбору отношения $R_{oc}/R_0 \geq 2$.

Частота генерации в схеме равна квазирезонансной частоте частотно-зависимой цепи, определяемой из соотношения

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} = \frac{1}{2\pi RC}, \quad (2.167)$$

где $R_1 = R_2 = R$ и $C_1 = C_2 = C$.

Необходимая амплитуда колебаний достигается корректировкой сопротивления R_0 или R_{oc} в процессе настройки схемы.

В RC-генераторах находит также применение схема двойного Т-образного моста (см. рис. 2.57, а).

Применение ОУ с глубокой вещественной отрицательной обратной связью создает высокую стабильность параметров усилительного звена в RC-генераторах. В связи с этим температурная нестабильность частоты генераторов на операционных усилителях определяется преимущественно зависимостью от температуры параметров элементов RC-звена обратной связи. В зависимости от типа используемых элементов в таких генераторах $\delta_f = \pm 0,1 \div 3\%$.

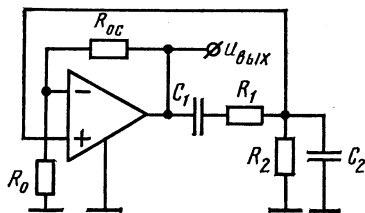
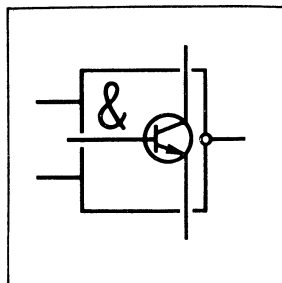


Рис. 2.67. Схема генератора синусоидальных колебаний на ОУ с мостом Вина



ИМПУЛЬСНАЯ И ЦИФРОВАЯ ТЕХНИКА

§ 3.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

В современной информационной электронике импульсный принцип построения систем занимает доминирующее положение по сравнению с аналоговым. На базе импульсной техники выполняются системы управления и регулирования, устройства измерения и отображения информации. На ней основана цифровая вычислительная техника.

В отличие от аналоговых систем, в которых сигналы изменяются непрерывно во времени (например, напряжение изменяется пропорционально регулируемой температуре), в импульсных системах используются сигналы (напряжение, ток) импульсной формы.

Преобладающее применение импульсных систем обусловлено их существенно меньшим потреблением тока (большим к. п. д.), более высокой точностью, меньшей критичностью к изменению температуры, большей помехоустойчивостью. Немаловажную роль играют также относительная простота средств представления информации в импульсной форме и наличие эффективных способов ее обработки (преобразования).

В импульсной технике применяются импульсы различной формы. Распространены импульсы, близкие по форме к прямоугольной, пилообразной и экспоненциальной кривым (рис. 3.1, а — в), а также импульсы положительной, отрицательной и чередующейся полярности (рис. 3.1, г).

Импульсный сигнал характеризуется рядом параметров. Рассмотрим их на примере реального импульса напряжения с формой кривой, близкой к прямоугольной (рис. 3.2).

Такой сигнал вначале быстро нарастает до максимального значения. Затем напряжение может сравнительно медленно изменяться в течение некоторого промежутка времени, после чего происходит быстрое спадание импульса. Характерными участками импульса являются фронт (передний фронт), вершина (плоская часть) и спад (задний фронт).

Параметрами импульса являются амплитуда, длительность, длительность фронта, длительность среза и спад вершины.

Амплитуда импульса U_m определяет наибольшее значение напряжения импульсного сигнала.

Длительность импульса t_n характеризует продолжительность импульса во времени. Ее часто измеряют на уровне, соответствующем половине амплитуды (активная длительность импульса). Иногда

длительность импульса определяют на уровне $0,1 U_m$. При относительно малых продолжительностях двух крайних участков импульса длительность t_n определяют по его основанию (см. рис. 3.1, а).

Длительность фронта t_ϕ и длительность среза импульса t_c характеризуют со-

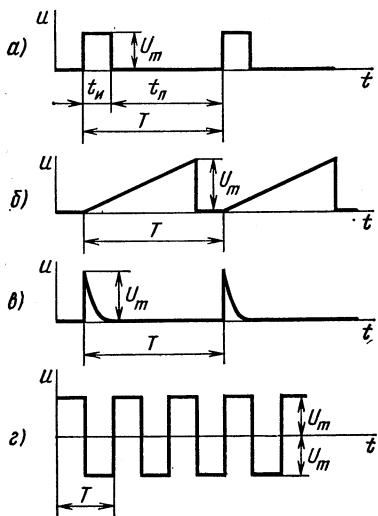


Рис. 3.1. Импульсные сигналы прямоугольной (а), пилообразной (б), экспоненциальной (в), прямоугольной с чередующейся полярностью (г) форм

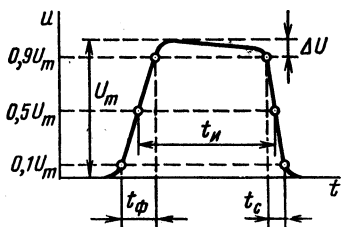


Рис. 3.2. Реальный импульс напряжения прямоугольной формы

ответственно времена нарастания и спада импульса. Наиболее часто пользуются понятиями активных длительностей фронта и среза, представляющими указанные времена изменения напряжения относительно уровней $0,1U_m$ и $0,9U_m$ (рис. 3.2). Длительности t_ϕ и t_c обычно составляют доли процента от длительности t_n . Чем меньше t_ϕ и t_c по сравнению с t_n , тем меньше отличие сигнала от идеального импульса прямоугольной формы.

Спад вершины импульса ΔU и его относительная величина $\Delta U/U_m$ отражают уменьшение напряжения на плоской части импульса. Спад вершины импульса, в частности, создается при прохождении сигнала прямоугольной формы через импульсный усилитель с RC -связями (см. § 2.9).

Параметрами последовательности импульсов (см. рис. 3.1, а) являются период повторения (следования), частота повторения, пауза, коэффициент заполнения и скважность.

Периодом повторения импульсов называют интервал времени между соответствующими точками (например, между началами) двух соседних импульсов.

Величину, обратную периоду повторения, называют частотой повторения импульсов: $f = 1/T$.

Паузой t_n называют интервал времени между окончанием одного и началом следующего импульсов: $t_n = T - t_n$.

Коэффициент заполнения γ характеризуется отношением длительности импульсов к периоду их следования: $\gamma = t_n/T$.

Величину, обратную коэффициенту заполнения, называют скважностью импульсов: $q = T/t_n = 1/\gamma$.

Импульсный сигнал (последовательность импульсов) обладает большими информационными возможностями. Для преобразования электрического или неэлектрического параметра в сигнал импульсной формы наибольшее применение получили время-импульсный и число-импульсный методы. Носителем информации в первом случае является длительность импульсов, во втором — число импульсов в фиксированном интервале времени.

В схемах импульсной техники для обработки и преобразования информации широко применяют цифровые методы. Они базируются на использовании сигнала прямоугольной формы, имеющего два фиксированных уровня напряжения. Это позволяет представить сигнал в цифровой форме: уровню высокого напряжения приписывают символ «1», а уровню низкого напряжения — символ «0». На указанном виде сигнала основана, в частности, работа цифровых вычислительных устройств, а также используемая в них двоичная система счисления.

Цифровая форма представления сигнала упрощает рассмотрение импульсных систем и позволяет использовать при их анализе и разработке соответствующий математический аппарат (алгебру логики). Цифровые методы построения и проектирования импульсных систем занимают в современной электронике ведущее место.

Целью настоящей главы является изучение наиболее характерных узлов и схем импульсной и цифровой техники, а также основ их инженерного расчета.

§ 3.2. КЛЮЧЕВОЙ РЕЖИМ РАБОТЫ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Транзисторная импульсная и цифровая техника базируется на работе транзистора в качестве ключа. Замыкание и размыкание цепи нагрузки — главное назначение транзистора, работающего в ключевом режиме. По аналогии с механическим ключом (реле, контактором), качество транзисторного ключа определяется в первую очередь падением напряжения (остаточным напряжением) на транзисторе в замкнутом (открытом) состоянии, а также остаточным током транзистора в выключенном (закрытом) состоянии.

Важность рассмотрения свойств транзисторного ключа для уяснения последующего материала вытекает из того, что путем изменения состояний транзистора в последовательной цепи с резистором и источником питания осуществляются, по сути дела, формирование сигналов импульсной формы, а также различные преобразования импульсных сигналов в схемах и узлах импульсной техники. Транзистор применяют также в качестве бесконтактного ключа в цепях по-

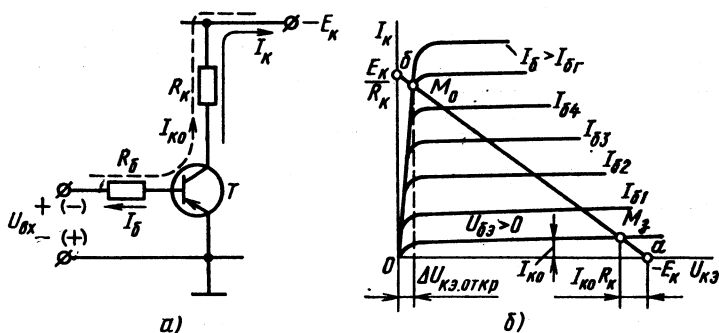


Рис. 3.3. Ключевая схема на транзисторе (а), графическое определение режимов открытого и закрытого состояний транзистора (б)

стоянного и переменного токов для регулирования мощности, подводимой к нагрузке.

Основой всех узлов и схем импульсной и цифровой техники является так называемая **ключевая схема** — каскад на транзисторе, работающем в ключевом режиме. Построение ключевой схемы подобно усилительному каскаду. Транзистор в ключевой схеме может включаться с общей базой, общим эмиттером и общим коллектором. Наибольшее распространение получила схема ОЭ. Этот вид включения биполярного транзистора и используется далее при рассмотрении ключевого режима его работы.

Ключевая схема на транзисторе типа *p-n-p* показана на рис. 3.3, а. Транзистор *T* выполняет функцию ключа в последовательной цепи с резистором R_k и источником питания.

Для удобства рассмотрения процессов в схеме в режимах открытого и закрытого состояний транзистора воспользуемся графо-аналитическим методом, основанным на построении линии нагрузки *a — б* по постоянному току (рис. 3.3, б). Линия нагрузки описывается соотношением $U_{кз} = -(E_k - I_k R_k)$ и проводится так же, как для усилительного каскада. Точки пересечения линии нагрузки с вольт-амперными характеристиками транзистора определяют напряжения на элементах и ток в последовательной цепи.

Режим запираания (режим отсечки) транзистора осуществляется подачей на его вход напряжения положительной полярности ($U_{вх} > 0$), указанной на рис. 3.3, а без скобок. Под действием входного напряжения эмиттерный переход транзистора запирается ($U_{бэ} > 0$) и его ток $I_b = 0$. Вместе с тем через резистор

R_6 протекает обратный (тепловой) ток коллекторного перехода $I_{к0}$. Режиму закрытого состояния транзистора соответствует точка M_3 (рис. 3.3, б).

Протекание через нагрузку теплового тока $I_{к0}$ связано с тем, что транзистор в закрытом состоянии не обеспечивает полного отключения нагрузочного резистора R_k от источника питания. Малое значение $I_{к0}$ является одним из критериев выбора транзистора для ключевого режима работы.

Величину запирающего входного напряжения $U_{вх.зап}$ выбирают из расчета того, чтобы при протекающем через резистор R_6 тепловом токе было обеспечено выполнение условия

$$U_{бэ} = U_{вх.зап} - I_{к0}R_6 > 0. \quad (3.1)$$

Напряжение $U_{бэ}$ для германиевых транзисторов составляет 0,5 — 2 В.

Режим открытого состояния транзистора достигается изменением полярности входного напряжения ($U_{вх} < 0$) и заданием соответствующего тока базы. Открытое состояние транзистора характеризует точка M_0 на линии нагрузки.

Определим необходимые условия для создания открытого состояния транзистора. С этой целью предположим, что при $U_{вх} < 0$ ток базы I_6 увеличивается постепенно.

Увеличению тока базы будет соответствовать увеличение тока коллектора и перемещение рабочей точки из положения M_3 вверх по линии нагрузки. Напряжение $U_{кэ}$ транзистора при этом постепенно уменьшается.

До некоторого граничного значения тока базы ($I_{б.гр}$) сохраняется известная пропорциональная зависимость между I_k и I_6 :

$$I_k = \beta_{ст}I_6 + (1 + \beta_{ст})I_{к0} \approx \beta_{ст}I_6, \quad (3.2)$$

где $\beta_{ст}$ — статический (усредненный) коэффициент передачи тока транзистора в схеме ОЭ (а не дифференциальный коэффициент β , действительный для малого входного сигнала).

Точка M_0 при токе базы $I_{б.гр}$ характеризует «полное» открытие транзистора. Через транзистор и резистор R_k протекает ток

$$I_k = (E_k - \Delta U_{кэ.откр})/R_k, \quad (3.3)$$

где $\Delta U_{кэ.откр}$ — падение напряжения (остаточное напряжение) на транзисторе в открытом состоянии.

Остаточное напряжение $\Delta U_{кэ.откр}$, являющееся существенным параметром транзистора в импульсном режиме работы, должно быть минимальным. В зависимости от типа прибора напряжение $\Delta U_{кэ.откр}$ лежит в пределах 0,05—1 В. Ввиду относительно малого остаточного напряжения по сравнению с E_k расчет тока I_k открытого транзистора проводится по формуле

$$I_k = E_k/R_k. \quad (3.4)$$

С учетом формулы (3.2) находят граничное значение

тока базы $I_{б.гр}$ открытого транзистора, при котором наблюдается пропорциональная зависимость тока коллектора от тока базы:

$$I_{б.гр} = I_K / \beta_{ст} = E_K / (\beta_{ст} R_K). \quad (3.5)$$

Таким образом, точка M_0 на рис. 3.3, б представляет собой точку пересечения линии нагрузки с начальным участком коллекторной характеристики транзистора при $I_б = I_{б.гр}$.

При дальнейшем увеличении тока базы ($I_б > I_{б.гр}$) остаточное напряжение $\Delta U_{кз.откр}$ остается почти неизменным, так как все коллекторные характеристики транзистора при $I_б > I_{б.гр}$ практически проходят через точку M_0 на рис. 3.3, б. Режим работы открытого транзистора при $I_б > I_{б.гр}$ называют насыщенным, а отношение $s = I_б / I_{б.гр}$ — коэффициентом насыщения транзистора.

Режим насыщения широко используют для обеспечения открытого состояния транзистора. Его открытое состояние при этом становится более устойчивым к воздействию помех во входной цепи, а положение точки M_0 не зависит от изменения коэффициента передачи тока $\beta_{ст}$ транзистора, в частности, с понижением температуры. В режиме насыщения ток базы транзистора

$$I_б = s \frac{I_K}{\beta_{ст}} \quad (3.6)$$

где коэффициент s для надежного насыщения транзистора в требуемом температурном диапазоне может составлять 1,5—3. Найденный ток базы обеспечивается параметрами входной цепи ключевой схемы:

$$I_б = (U_{вх} - U_{бэ}) / R_б. \quad (3.7)$$

Рассмотрим процессы, протекающие в ключевой схеме при наличии на ее входе управляющего импульса напряжения (рис. 3.4, а). Это необходимо для выяснения свойств схемы при передаче импульсных сигналов. Примем входной импульс напряжения идеальной прямоугольной формы (длительности переднего и заднего фронтов импульса равны нулю).

На интервале $t_0 - t_1$, когда входной импульс напряжения отсут-

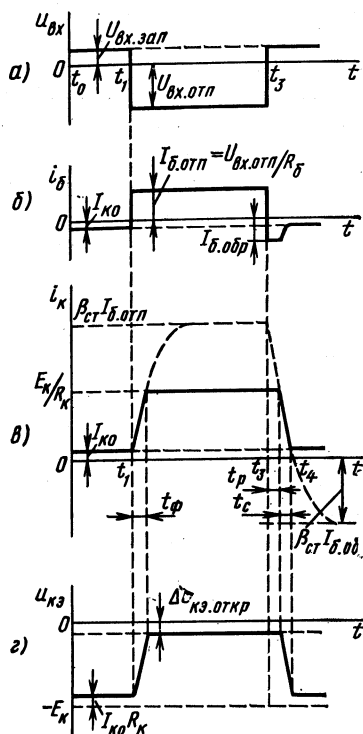


Рис. 3.4. Диаграммы напряжений и токов ключевой схемы: а — входной импульс напряжения; б — ток базы; в — ток коллектора; г — напряжение на коллекторе

ствует, транзистор заперт напряжением $U_{\text{вх.зап}}$ положительной полярности. Токи $I_{\text{б}}$, $I_{\text{к}}$ определяются тепловым током транзистора $I_{\text{к0}}$ (рис. 3.4, б, в). Напряжение на транзисторе $U_{\text{кэ}} = -(E_{\text{к}} - I_{\text{к0}}R_{\text{к}})$ (рис. 3.4, г).

С момента времени t_i (рис. 3.4, а) процессы в схеме обуславливаются отпиранием транзистора входным импульсом напряжения отрицательной полярности $U_{\text{вх.отп}}$. Это сопровождается изменением тока $i_{\text{к}}$ и напряжения $u_{\text{кэ}}$ транзистора (рис. 3.4, в, г). Как видно из диаграмм, характер изменения $i_{\text{к}}$ и $u_{\text{кэ}}$ при отпирании транзистора отличается от вызвавшего их скачкообразного изменения входного напряжения. Отличие обусловлено инерционностью транзистора и проявляется в постепенных нарастании тока $i_{\text{к}}$ и уменьшении напряжения $u_{\text{кэ}}$. В первом приближении можно принять, что изменения $i_{\text{к}}(t)$ и $u_{\text{кэ}}(t)$ происходят по экспоненте. Тогда инерционность транзистора может быть учтена эквивалентной постоянной времени $\tau_{\text{в}} = \tau_{\text{б}} + \tau_{\text{к}}$ (2.78) в предположении $\tau_{\text{к}} = \bar{C}_{\text{к(э)}} R_{\text{к}}$, где $\bar{C}_{\text{к(э)}}$ — интегральная (для большого сигнала) емкость коллекторного перехода транзистора в схеме ОЭ.

Если принять, что ток базы в интервале отпирания имеет прямоугольную форму с амплитудой $I_{\text{б.отп}} \approx U_{\text{вх.отп}}/R_{\text{б}} > I_{\text{б.гр}}$ (рис. 3.4, б), то вызванный им ток $i_{\text{к}}(t)$ будет изменяться по закону

$$i_{\text{к}}(t) = \beta_{\text{ст}} I_{\text{б.отп}} (1 - e^{-t/\tau_{\text{в}}}). \quad (3.8)$$

Коллекторный ток возрастает по экспоненциальному закону, стремясь к $\beta_{\text{ст}} I_{\text{б.отп}} > E_{\text{к}}/R_{\text{к}}$ (см. рис. 3.4, в). Однако, достигнув предельного значения $I_{\text{к}} \approx E_{\text{к}}/R_{\text{к}}$, ток $i_{\text{к}}$ в дальнейшем не изменяется и формирование фронта импульса $i_{\text{к}}$ заканчивается.

Положив в формуле (3.8) $i_{\text{к}} = I_{\text{к}}$, находим длительность фронта нарастания коллекторного тока транзистора:

$$t_{\text{ф}} = \tau_{\text{в}} \ln \frac{I_{\text{б.отп}}}{I_{\text{б.отп}} - I_{\text{к}}/\beta_{\text{ст}}}. \quad (3.9)$$

С учетом того, что $I_{\text{к}}/\beta_{\text{ст}} = I_{\text{б.гр}}$, а $I_{\text{б.отп}}/I_{\text{б.гр}} = s$, имеем

$$t_{\text{ф}} = \tau_{\text{в}} \ln \frac{s}{s-1}. \quad (3.10)$$

Из соотношения (3.10), следует, что *длительность фронта импульса сокращается с увеличением коэффициента насыщения транзистора*. Это объясняется тем, что большему коэффициенту s соответствует больший отпирющий базовый ток, вследствие чего ток коллектора достигает установившегося значения за меньший интервал времени. Так, например, при $\tau_{\text{в}} = 5$ мкс и $s = 3$ получаем $t_{\text{ф}} = 2,03$ мкс.

При $s = 1$ (транзистор при отпирании работает в активном режиме) соотношение (3.10) не может быть использовано для определения $t_{\text{ф}}$. В этом случае уместно говорить об активной длительности фронта, определяемой относительно уровней 0,1 и 0,9 установившегося значения коллекторного тока (3.8): $t_{\text{ф}} = \tau_{\text{в}} \ln \frac{0,9}{0,1} = 2,2\tau_{\text{в}}$.

Характер изменения $u_{кэ}(t)$ при отпирании транзистора (рис. 3.4, з) подчиняется зависимости $u_{кэ}(t) = -E_K + i_K(t)R_K$.

В момент времени t_3 действие входного отпирающего импульса напряжения заканчивается. К базе транзистора прикладывается запирающее напряжение $U_{вх.зап}$ (рис. 3.4, а).

С приложением запирающего напряжения ток коллектора и напряжение $u_{кэ}$ в течение некоторого интервала времени остаются неизменными, а транзистор по-прежнему открыт. Создается з а д е р ж к а в запираании транзистора. Это объясняется тем, что к моменту времени t_3 транзистор находится в режиме насыщения и при наличии запирающего сигнала ток коллектора поддерживается уходящими из базы в коллектор избыточными носителями заряда (дырками). Только после ухода (р а с с а с ы в а н и я) избыточных носителей и перехода транзистора в активный режим ток коллектора начинает уменьшаться, а напряжение на коллекторе — возрастать (рис. 3.4, в, з). Помимо ухода избыточных носителей заряда по цепи коллектора их рассасывание осуществляется и по цепи базы за счет протекания обратного тока $I_{б.обр}$, вызванного запирающим напряжением. Обратный (инверсный) ток базы при этом ограничивается сопротивлением $R_б$ входной цепи: $I_{б.обр} \approx U_{вх.зап}/R_б$.

Время, в течение которого происходит рассасывание избыточного заряда в базе, называется в р е м е н е м р а с с а с ы в а н и я t_p (рис. 3.4, в). Это время пропорционально коэффициенту насыщения s . Следующий затем интервал спадания тока i_K определяет в р е м я з а д н е г о ф р о н т а (среза) t_c коллекторного тока.

При определении t_p и t_c необходимо решать уравнение, описывающее изменение заряда в базе. Ввиду пропорциональности заряда в базе току коллектора (базы) процесс, протекающий в транзисторе после момента времени t_3 , выражается через токи транзистора в следующем виде:

$$i_K(t) = \beta_{ст}(I_{б.отп} + I_{б.обр})e^{-t/\tau'_б} - \beta_{ст}I_{б.обр}, \quad (3.11)$$

где $\tau'_б$ — эквивалентная постоянная времени, примерно равная времени жизни неосновных носителей заряда в базе в режиме насыщения, но меньшая постоянной времени $\tau_б$ (2.79), действительной для активного режима ($\tau'_б \approx \tau_б/2$).

Выражение (3.11) является уравнением экспоненциальной кривой, показанной в интервале $t_3 - t_4$ пунктиром (рис. 3.4, в).

Положив в выражении (3.11) $i_K = I_K \approx E_K/R_K = \beta_{ст}I_{б.гр}$, находим

$$t_p = \tau'_б \ln \frac{I_{б.отп} + I_{б.обр}}{I_{б.гр} + I_{б.обр}}. \quad (3.12)$$

При $U_{вх.зап} = 0$ ток $I_{б.обр} = 0$ и

$$t_p = \tau'_б \ln s. \quad (3.13)$$

После выхода транзистора из насыщения ток $i_k(t)$ уменьшается от значения I_k , также стремясь к $-\beta_{ст}I_{б.обр}$ (рис. 3.4, в), т. е.

$$i_k(t) = (I_k + \beta_{ст}I_{б.обр})e^{-t/\tau_\beta} - \beta_{ст}I_{б.обр}. \quad (3.14)$$

Положив в формуле (3.14) $i_k = 0$, получаем

$$t_c = \tau_\beta \ln \frac{I_{б.гр} + I_{б.обр}}{I_{б.обр}}. \quad (3.15)$$

Длительности t_ϕ , t_p , t_c характеризуют быстроедействие транзисторного ключа. Как следует из выражений (3.9), (3.12), (3.15), они зависят от частотных свойств используемого транзистора и параметров импульса базового тока. Порядок их величин составляет от долей единицы до единиц микросекунды.

В настоящее время широко используется (особенно в интегральных микросхемах) *ключевой режим работы кремниевых транзисторов типа $n-p-n$* .

По построению и характеру работы ключевая схема на транзисторе типа $n-p-n$ аналогична схеме рис. 3.3, а. Отличие заключается в противоположных полярностях напряжения питания E_k и отпирающего напряжения $U_{вх.отп}$, а также в противоположных направлениях токов базы, эмиттера, коллектора.

Кремниевые транзисторы, в частности типа $n-p-n$, имеют довольно малый тепловой ток $I_{к0}$. Влияние тока $I_{к0}$ в выходной и входной цепях закрытого транзистора пренебрежимо мало. По этой причине запирающие этих транзисторов осуществимо при $U_{вх.зап} = U_{бэ} = 0$. Эта особенность кремниевых транзисторов дает важное практическое преимущество — возможность исключить дополнительные источники запирающего напряжения в базовых цепях, необходимые для германиевых транзисторов.

§ 3.3. ИМПУЛЬСНЫЙ РЕЖИМ РАБОТЫ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ. КОМПАРАТОРЫ. ТРИГГЕР ШМИТТА

Интегральные операционные усилители находят широкое применение в импульсной технике. Уровни входного сигнала ОУ в импульсном режиме работы превышают значения, соответствующие линейной области амплитудной характеристики (см. рис. 2.41). В связи с этим выходное напряжение ОУ в процессе работы определяется либо напряжением $U_{вых\ max}^+$, либо $U_{вых\ max}^-$.

Работу ОУ в импульсном режиме рассмотрим на примере компаратора, осуществляющего сравнение измеряемого входного напряжения ($u_{вх}$) с опорным напряжением ($U_{оп}$). Опорное напряжение представляет собой неизменное по величине напряжение положительной или отрицательной полярности, входное напряжение изменяется во времени. При достижении входным напряжением уровня опорного напряжения происходит изменение полярности напряжения на выходе ОУ, например с $U_{вых\ max}^+$ на $U_{вых\ max}^-$. При $U_{оп} = 0$ компа-

ратор осуществляет фиксацию момента перехода входного напряжения через нуль. Компаратор часто называют нуль-органом, поскольку его переключение происходит при $u_{вх} - U_{оп} \approx 0$.

Компараторы нашли применение в системах автоматического управления и в измерительной технике, а также для построения различных узлов импульсного и цифрового действия (в частности, аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователей).

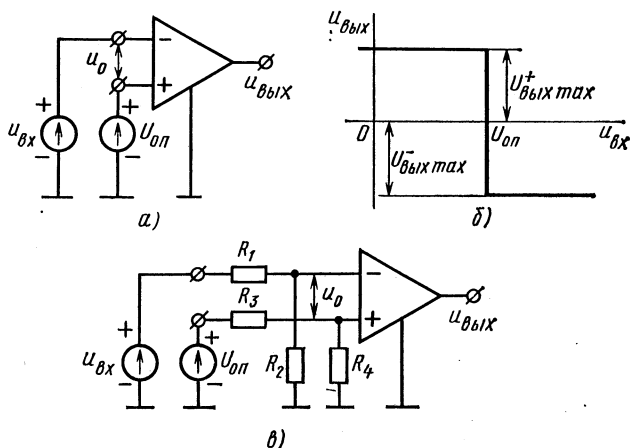


Рис. 3.5. Схема компаратора на операционном усилителе (а), его передаточная характеристика (б), схема компаратора с входными делителями напряжения (в)

Простейшая схема компаратора на операционном усилителе приведена на рис. 3.5, а. Ее характеризует симметричное подключение измеряемого и опорного напряжений ко входам ОУ. Разность напряжений $u_{вх} - U_{оп}$ является входным напряжением u_0 ОУ, что и определяет передаточную характеристику компаратора (рис. 3.5, б). При $u_{вх} < U_{оп}$ напряжение $u_0 < 0$, в связи с чем $u_{вых} = U_{вых}^{+max}$ (см. рис. 2.41). При $u_{вх} > U_{оп}$ напряжение $u_0 > 0$ и $u_{вых} = U_{вых}^{-max}$.

Изменение полярности выходного напряжения происходит при переходе входного измеряемого напряжения через значение $U_{оп}$. Ввиду большого значения коэффициента усиления ОУ это изменение носит ступенчатый характер при $u_0 = u_{вх} - U_{оп} \approx 0$. Если источники входного и опорного напряжений в схеме рис. 3.5, а поменять местами или изменить полярность их подключения, то произойдет инверсия передаточной характеристики компаратора. Условие $u_{вх} < U_{оп}$ будет отвечать равенству $u_{вых} = U_{вых}^{-max}$, а условию $u_{вх} > U_{оп}$ — $u_{вых} = U_{вых}^{+max}$.

Схема рис. 3.5, а применима тогда, когда измеряемое и опорное напряжения не превышают допустимых паспортных значений входных напряжений ОУ. В противном случае они подключаются к ОУ с помощью делителей напряжения (рис. 3.5, в).

Широкое применение получил также компаратор, в котором ОУ охвачен положительной обратной связью, осуществляемой по неинвертирующему входу с помощью резисторов R_1 , R_2 (рис. 3.6, а). Такой компаратор обладает передаточной характеристикой с гистерезисом (рис. 3.6, б). Схема известна под названием триггера Шмитта или порогового устройства.

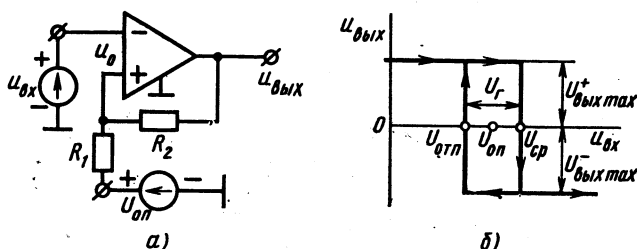


Рис. 3.6. Схема компаратора с положительной обратной связью (а) и его идеализированная передаточная характеристика (б)

Переключение схемы в состояние $U_{\text{вых max}}^-$ происходит при достижении $u_{\text{вх}}$ напряжения (порога) срабатывания $U_{\text{ср}}$, а возвращение в исходное состояние $u_{\text{вых}} = U_{\text{вых max}}^+$ — при снижении $u_{\text{вх}}$ до напряжения (порога) отпущения $U_{\text{отп}}^-$. Значения пороговых напряжений находят по схеме, положив $u_0 = 0$:

$$U_{\text{ср}} = U_{\text{оп}} + \frac{U_{\text{вых max}}^+ - U_{\text{оп}}}{R_1 + R_2} R_1,$$

$$U_{\text{отп}} = U_{\text{оп}} - \frac{U_{\text{вых max}}^- + U_{\text{оп}}}{R_1 + R_2} R_1,$$

откуда ширина зоны гистерезиса

$$U_{\text{г}} = U_{\text{ср}} - U_{\text{отп}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (U_{\text{вых max}}^+ + U_{\text{вых max}}^-).$$

Схема рис. 3.7, а является частным случаем предыдущей схемы при $U_{\text{оп}} = 0$. Ее пороговые напряжения и зона гистерезиса (рис. 3.7, б) составляют: $U_{\text{ср}} = \kappa U_{\text{вых max}}^+$, $U_{\text{отп}} = -\kappa U_{\text{вых max}}^-$ и $U_{\text{г}} = \kappa (U_{\text{вых max}}^+ + U_{\text{вых max}}^-)$, где $\kappa = R_1 / (R_1 + R_2)$. Схема рис. 3.7, а служит основой при построении генераторов импульсов на ОУ (см. § 3.4, 3.5).

Важнейшим показателем операционных усилителей, работающих в импульсном режиме, является их быстродействие, которое оценивается задержкой срабатывания и временем нарастания выходного напряжения. Задержка срабатывания (время задержки выходного импульса) ОУ общего применения составляет единицы микросекунд, а время нарастания выходного напряжения — доли микросекунды.

Лучшим быстродействием обладают специализированные ОУ, предназначенные непосредственно для импульсного режима работы и получившие общее название «компараторы». Задержка срабатывания таких микросхем составляет менее 1 мкс, а время нарастания — сотые доли микросекунды. Более высокое быстродействие достигается, в частности, за счет уменьшения τ_p интегральных транзисторов и исключения режима их насыщения в схеме ОУ.

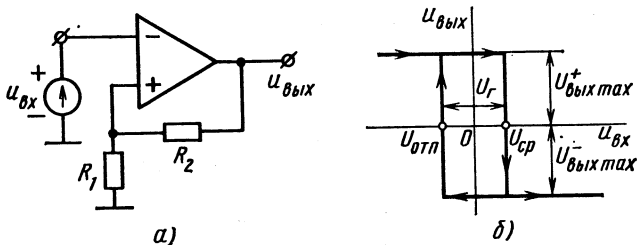


Рис. 3.7. Схема компаратора с положительной обратной связью и нулевым опорным напряжением (а), его передаточная характеристика (б)

§ 3.4. МУЛЬТИВИБРАТОРЫ

Мультивибраторы относятся к классу узлов импульсной техники, предназначенных для генерирования периодической последовательности импульсов напряжения прямоугольной формы с требуемыми параметрами (амплитудой, длительностью, частотой следования и др.). Подобно генераторам синусоидальных колебаний, мультивибраторы работают в режиме самовозбуждения: для формирования импульсного сигнала в мультивибраторах не требуется внешнее воздействие, например подача входных сигналов. Процесс получения импульсного напряжения основывается на преобразовании энергии источника постоянного тока.

Мультивибратор в подавляющем большинстве случаев выполняет функцию задающего (ведущего) генератора, формирующего запускающие входные импульсы для последующих узлов и блоков в системе импульсного или цифрового действия.

Существует большое разнообразие средств и методов построения схем мультивибраторов. В настоящее время для построения мультивибраторов наибольшее распространение получили операционные усилители в интегральном исполнении.

Возможность создания мультивибратора на операционном усилителе основывается на использовании ОУ в качестве порогового узла (компаратора). Схема симметричного мультивибратора на ОУ приведена на рис. 3.8, а. Ее основой служит компаратор на ОУ с положительной обратной связью (см. рис. 3.7, а), обладающий передаточной характеристикой вида рис. 3.7, б. Автоколебательный режим работы создается благодаря подключению к инвертирующему входу ОУ времязадающей цепи из конденсатора С и рези-

стора R . Принцип действия схемы иллюстрируют временные диаграммы, приведенные на рис. 3.8, б — г.

Предположим, что до момента времени t_1 напряжение между входами ОУ $u_0 > 0$. Это определяет напряжение на выходе ОУ $u_{\text{вых}} = -U_{\text{вых max}}$ и на его неинвертирующем входе $u_{(+)} = -\kappa U_{\text{вых max}}$ (рис. 3.8, б, в), где $\kappa = R_1/(R_1 + R_2)$ — коэффициент передачи цепи

положительной обратной связи. Наличие на выходе схемы напряжения $-U_{\text{вых max}}$ обуславливает процесс заряда конденсатора C через резистор R с полярностью, указанной на рис. 3.8, а без скобок. В момент времени t_1 экспоненциально изменяющееся напряжение на инвертирующем входе ОУ (рис. 3.8, г) достигает напряжения на неинвертирующем входе $-\kappa U_{\text{вых max}}$. Напряжение u_0 становится равным нулю, что вызывает изменение полярности напряжения на выходе ОУ: $u_{\text{вых}} = U_{\text{вых max}}$ (рис. 3.8, б). Напряжение $u_{(+)}$ изменяет знак и становится равным $\kappa U_{\text{вых max}}$ (рис. 3.8, в), что соответствует $u_0 < 0$ и $u_{\text{вых}} = U_{\text{вых max}}$.

С момента времени t_1 начинается перезаряд конденсатора от уровня напряжения $-\kappa U_{\text{вых max}}$. Конденсатор стремится перезарядиться в цепи с резистором R до уровня $U_{\text{вых max}}$ с полярностью напряжения, указанной на рис. 3.8, а в скобках. В момент времени t_2 напряжение на конденсаторе достигает значения $\kappa U_{\text{вых max}}$. Напряжение u_0 становится равным нулю, что вызывает переключение ОУ в противоположное состояние (рис. 3.8, б — г). Далее процессы в схеме протекают аналогично.

Частота следования импульсов симметричного мультивибратора

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_{\text{н1}} + t_{\text{н2}}} = \frac{1}{2t_{\text{н}}}. \quad (3.16)$$

Время $t_{\text{н}}$ можно определить по длительности интервала $t_{\text{н1}}$ (рис. 3.8, б), характеризующего перезаряд конденсатора C в цепи с резистором R и напряжением $U_{\text{вых max}}$ от $-\kappa U_{\text{вых max}}$ до $\kappa U_{\text{вых max}}$ (рис. 3.8, г). Процесс перезаряда описывается известным из ТОЭ уравнением

$$u_c(t) = u_c(\infty) - [u_c(\infty) - u_c(0)] e^{-t/\tau}, \quad (3.17)$$

где $u_C(\infty) = U_{\text{вых макс}}^+$, $u_C(0) = -\chi U_{\text{вых макс}}^-$, $\tau = CR$.
Отсюда

$$u_C(t) = U_{\text{вых макс}}^+ - (U_{\text{вых макс}}^+ + \chi U_{\text{вых макс}}^-) e^{-t/\tau}. \quad (3.18)$$

Положив в выражении (3.18) $u_C(t_n) = \chi U_{\text{вых макс}}^+$, находим:

$$t_n = \tau \ln \frac{\chi U_{\text{вых макс}}^- + U_{\text{вых макс}}^+}{U_{\text{вых макс}}^+ - \chi U_{\text{вых макс}}^-} \quad (3.19)$$

и

$$f = \frac{1}{2\tau \ln \frac{\chi U_{\text{вых макс}}^- + U_{\text{вых макс}}^+}{U_{\text{вых макс}}^+ - \chi U_{\text{вых макс}}^-}}. \quad (3.20)$$

Если принять для ОУ $U_{\text{вых макс}}^+ = U_{\text{вых макс}}^-$, то соотношения (3.19), (3.20) примут вид

$$t_n = \tau \ln(1 + 2R_1/R_2), \quad (3.21)$$

$$f = \frac{1}{2\tau \ln(1 + 2R_1/R_2)}. \quad (3.22)$$

На рис. 3.9, а приведена схема несимметричного мультивибратора на ОУ, для которого $t_{n1} \neq t_{n2}$. Несимметричному режиму работы отвечают неодинаковые постоянные времени времязадающих цепей мультивибратора по полупериодам. В схеме рис. 3.9, а это достигается включением вместо резистора R двух параллельных ветвей, состоящих из резистора и диода. Диод D_1 открыт при положительной полярности выходного напряжения, а диод D_2 — при отрицательной. В первом случае $\tau_1 = CR'$, во втором — $\tau_2 = CR''$. Вид кривой выходного напряжения при $R'' > R'$ показан на рис. 3.9, б. Длительности импульсов t_{n1} , t_{n2} несимметричного мультивибратора рассчитывают по формуле (3.21) с подстановкой соответствующего значения $\tau_{1,2}$, а его частоту — по формуле

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_{n1} + t_{n2}}.$$

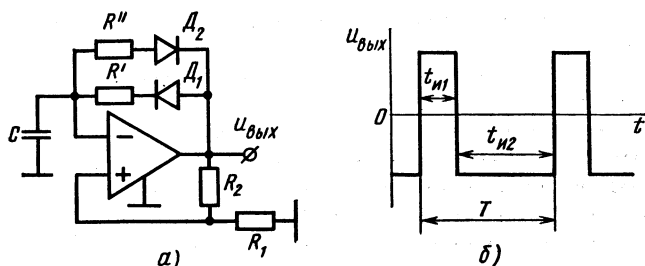


Рис 3.9. Схема несимметричного мультивибратора на ОУ (а), кривая его выходного напряжения (б).

На выбор коэффициента передачи $\kappa = R_1/(R_1 + R_2)$ и значений сопротивлений резисторов в обеих схемах накладываются условия ограничения по предельно допустимым режимам работы операционного усилителя. Так, коэффициент передачи κ задают с учетом максимально допустимого значения напряжения $U_{0 \max}$ по дифференциальному входу ОУ. В то время как максимальные напряжения на неинвертирующем и инвертирующем входах ОУ в мультивибраторах составляют $\kappa U_{\text{вых} \max}^{\pm}$, максимальному напряжению на дифференциальном входе $U_{0 \max}$ соответствует величина $2\kappa U_{\text{вых} \max}^{\pm}$, воздействующая в момент переключения схемы. Исходя из этого $\kappa \leq U_{0 \max}/(2U_{\text{вых} \max}^{\pm})$. Если напряжения питания ОУ $E_{\text{к1}} = E_{\text{к2}} = E_{\text{к}}$ и $U_{\text{вых} \max}^+ = U_{\text{вых} \max}^- \approx E_{\text{к}}$, то коэффициент передачи κ выбирают из условия

$$\kappa \leq \frac{U_{0 \max}}{2E_{\text{к}}} \quad (3.23)$$

Выбор значений сопротивлений R , R_1 , R_2 в схемах осуществляют с учетом максимально допустимого тока $I_{\text{вых} \max}$ операционного усилителя. Выходной ток ОУ образуется из трех составляющих: тока нагрузки $u_{\text{вых}}/R_{\text{н}}$, тока обратной связи по неинвертирующему входу $u_{\text{вых}}/(R_1 + R_2)$ и тока обратной связи $(u_{\text{вых}} - u_{\text{с}})/R$ по инвертирующему входу, максимального в момент переключения схемы. В предположении $E_{\text{к1}} = E_{\text{к2}} = E_{\text{к}}$ и $U_{\text{вых} \max}^+ = U_{\text{вых} \max}^- \approx E_{\text{к}}$ имеем

$$E_{\text{к}} \left(\frac{1}{R_{\text{н}}} + \frac{1}{R_1 + R_2} + \frac{1 + \kappa}{R} \right) \leq I_{\text{вых} \max} \quad (3.24)$$

Для отдельных типов ОУ максимально допустимый ток зависит от полярности выходного напряжения ($U_{\text{вых} \max}^+$, $U_{\text{вых} \max}^-$). В этом случае в качестве тока $I_{\text{вых} \max}$ выбирают наименьшее из его значений.

В схеме рис. 3.9, а условие (3.24) должно выполняться для наименьшего из сопротивлений R' , R'' . Ограничение по максимуму сопротивлений R , R_1 вводят для уменьшения влияния неустойчивости входного сопротивления $R_{\text{вх} \text{ОУ}}$ на длительность выходных импульсов и частоту мультивибратора. Исходя из этого, сопротивления R и R_1 выбирают в 3—5 раз (а иногда и более) меньшими входного сопротивления ОУ соответственно по инвертирующему и неинвертирующему входам.

Длительности фронтов генерируемых импульсов определяются временем переключения ОУ при управлении большим уровнем входного сигнала. Достижимые длительности фронтов зависят от типа используемого ОУ и составляют не более 0,5 мкс.

Распространенной операцией преобразования импульсного сигнала прямоугольной формы, получаемой, в частности, от мультивибратора, является уменьшение длительности импульсов, осуществляемое с помощью так называемой укорачивающей или дифференцирующей цепи (рис. 3.10, а). Дифференцирующую цепь используют для формирования запускающих импульсов последую-

щих узлов, например одновибратора (см. § 3.5), в момент начала или окончания импульса прямоугольной формы.

Принцип действия дифференцирующей цепи основывается на процессах перезаряда конденсатора C в цепи с резистором R под воздействием входных импульсов.

Предположим, что на вход дифференцирующей цепи поступают двуполярные импульсы прямоугольной формы (рис. 3.10, б). На интервале $t_0 - t_1$ $u_{вх} = -U_m$ и конденсатор заряжен до напряжения $-U_m$ с полярностью, указанной на рис. 3.10, а без скобок. Поскольку напряжение на конденсаторе не может измениться скачком, изменение полярности входного импульса в момент времени t_1 вызывает на выходе цепи скачок напряжения $2U_m$ положительной полярности (рис. 3.10, з). После момента времени t_1 процесс в цепи обуславливается зарядом конденсатора C по экспоненциальному закону до напряжения U_m (рис. 3.10, в). Если принять внутреннее сопротивление источника сигналов $R_r = 0$, то постоянная времени $\tau = CR$.

Характер изменения напряжения на конденсаторе с момента времени t_1 находим по формуле (3.17), где $u_c(\infty) = U_m$, $u_c(0) = -U_m$:

$$u_c(t) = U_m - 2U_m e^{-t/\tau}. \quad (3.25)$$

Напряжение на выходе цепи $u_{вых} = u_{вх} - u_c(t)$ изменяется согласно зависимости

$$u_{вых} = 2U_m e^{-t/\tau}. \quad (3.26)$$

Иными словами, с момента времени t_1 дифференцирующая цепь формирует импульс экспоненциальной формы положительной полярности, длительность которого зависит от постоянной времени τ (рис. 3.10, з).

По окончании процесса заряда напряжение на конденсаторе равно U_m и имеет полярность, указанную на рис. 3.10, а в скобках.

Изменение полярности входного импульса в момент времени t_2 вызывает обратный перезаряд конденсатора и аналогичное формирование на выходе цепи импульса напряжения отрицательной полярности (рис. 3.10, з).

Таким образом, на выходе цепи создается последовательность импульсов напряжения чередующейся полярности, совпадающих во

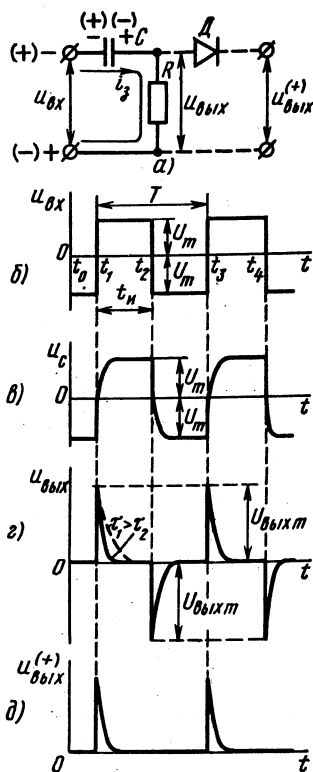
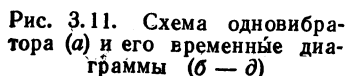


Рис. 3.10. Схема дифференцирующей цепи (а) и ее временные диаграммы (б—д)

§ 3.5. ОДНОВИБРАТОРЫ

The diagram shows a differential amplifier circuit. The input signal $U_{\delta x}$ is applied to the non-inverting input (+) of the op-amp through a capacitor C_1 . The inverting input (-) is connected to a feedback network consisting of a resistor R and a diode A_1 in parallel. The output of the op-amp is connected to a load resistor R_1 and a feedback resistor R_2 . A current source A_2 is connected between the output and the inverting input. The current i_c is indicated flowing into the inverting input. The output voltage is $U_{\delta b/x}$. The circuit is labeled 'a)' at the bottom.



Ее основой служит схема мультивибратора рис. 3.8, *а*, в которой для создания ждущего режима работы параллельно конденсатору C включен диод D_1 .

При показанном на рис. 3.11, а направлении включения диода D_1 схема запускается входным импульсом напряжения положительной полярности. При обратном включении диода D_1 (а также D_2) требуется запускающий импульс отрицательной полярности, чему соответствует также изменение полярности выходного импульса.

В исходном состоянии напряжение на выходе одновибратора равно $U_{\text{вых макс}}^-$, что определяет напряжение на неинвертирующем входе ОУ $u_{(+)} = \kappa U_{\text{вых макс}}^-$ (рис. 3.11, б — в). Напряжение на инвертирующем входе ОУ $u_{(-)}$, равное падению напряжения на диоде D_1 от протекания тока по цепи с резистором R , близко к нулю (рис. 3.11, в).

Поступающий входной импульс в момент времени t_1 переводит ОУ в состояние $U_{\text{вых макс}}^+$. На неинвертирующий вход ОУ передается напряжение $\kappa U_{\text{вых макс}}^+$ (рис. 3.11, в), поддерживающее его изменившееся состояние. Воздействие напряжения положительной полярности на выходе ОУ вызывает процесс заряда конденсатора C в цепи с резистором R , в которой конденсатор стремится зарядиться до напряжения $U_{\text{вых макс}}^+$ (рис. 3.11, в). Характер процесса заряда находят из уравнения (3.17), где $u_c(\infty) = U_{\text{вых макс}}^+$, $u_c(0) = 0$, $\tau = CR$:

$$u_c(t) = U_{\text{вых макс}}^+ (1 - e^{-t/\tau}). \quad (3.27)$$

Однако в процессе заряда напряжение на конденсаторе не достигает значения $U_{\text{вых макс}}^+$, так как в момент времени t_2 при $u_{(-)} = u_c = \kappa U_{\text{вых макс}}^+$ происходит возвращение ОУ в исходное состояние (рис. 3.11, в, в). Положив в (3.27) $u_c(t_2) = \kappa U_{\text{вых макс}}^+$, находим длительность импульса, формируемого одновибратором:

$$t_2 = \tau \ln \frac{1}{1 - \kappa} = \tau \ln \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right). \quad (3.28)$$

После момента времени t_2 в схеме наступает процесс восстановления исходного напряжения на конденсаторе $u_c = 0$ (рис. 3.11, в), который обуславливается изменившейся полярностью напряжения на выходе ОУ. Процесс перезаряда конденсатора в цепи с резистором R определяется зависимостью (3.17), где $u_c(\infty) = -U_{\text{вых макс}}^-$, $u_c(0) = \kappa U_{\text{вых макс}}^+$. Отсюда

$$u_c(t) = (\kappa U_{\text{вых макс}}^+ + U_{\text{вых макс}}^-) e^{-t/\tau} - U_{\text{вых макс}}^-. \quad (3.29)$$

Режим восстановления заканчивается тем, что напряжение на конденсаторе достигает напряжения отпирающего диода D_1 , которое можно принять равным нулю. Положив в формуле (3.29) $u_c = 0$ при $t = t_{\text{восст}}$, находим время восстановления:

$$t_{\text{восст}} = \tau \ln \frac{\kappa U_{\text{вых макс}}^+ + U_{\text{вых макс}}^-}{U_{\text{вых макс}}^-}. \quad (3.30)$$

При $U_{\text{вых макс}}^+ = U_{\text{вых макс}}^-$ имеем

$$t_{\text{восст}} = \tau \ln(1 + \kappa) = \tau \ln \frac{2R_1 + R_2}{R_1 + R_2}. \quad (3.31)$$

Поскольку коэффициент передачи $\kappa < 1$ и $1/(1 - \kappa) > 1 + \kappa$, длительность импульса $t_n > t_{\text{восст}}$.

Процесс восстановления исходного состояния схемы должен быть завершен к приходу очередного запускающего импульса. В тех случаях, когда длительность t_n соизмерима с периодом следования запускающих импульсов, возникает задача сокращения времени $t_{\text{восст}}$. С этой целью параллельно резистору R включают ветвь из диода D_2 и резистора R' , уменьшающую постоянную времени этапа восстановления. При этом постоянная τ в выражении (3.31) составит $C(R \parallel R')$, а для t_n она останется без изменения.

На выбор κ и сопротивлений резисторов накладываются те же ограничения, что и для схемы мультивибратора (см. рис. 3.8, а).

§ 3.6. ГЕНЕРАТОРЫ ЛИНЕЙНО ИЗМЕНЯЮЩЕГОСЯ НАПРЯЖЕНИЯ

Генераторы линейно изменяющегося напряжения служат для создания развертки электронного луча по экрану электронно-лучевых приборов, получения временных задержек им-

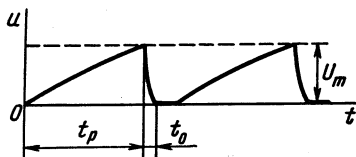


Рис. 3.12. Пример формы выходного сигнала генератора линейно изменяющегося напряжения

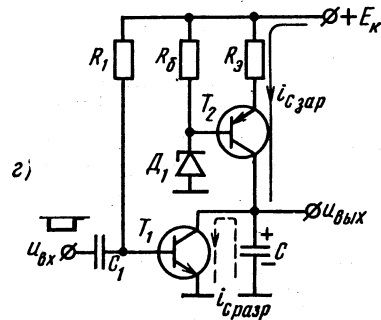
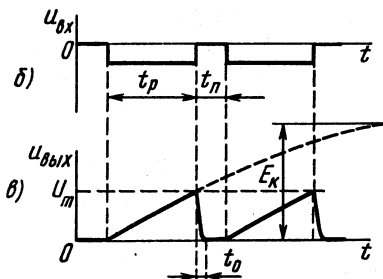
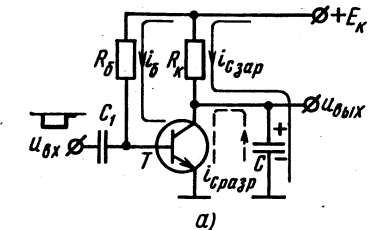


Рис. 3.13. Простейшая схема генератора линейно изменяющегося напряжения (а); временные диаграммы, поясняющие его принцип действия (б, в); схема генератора с неизменным зарядным током конденсатора (г)

пульсных сигналов, модуляции импульсов по длительности и т. д. Находят применение напряжения, изменяющиеся по линейному закону как при одной (положительной или отрицательной) полярности, так и при обеих полярностях.

Линейно изменяющееся напряжение (рис. 3.12) характеризуется максимальным значением U_m , длительностью рабочего хода t_p , временем обратного хода t_o и коэффициентом нелинейности:

$$\epsilon = \frac{u'(0) - u'(t_p)}{u'(0)}, \quad (3.32)$$

где $u'(0)$, $u'(t_p)$ — скорости изменения напряжения во времени (производные) соответственно в начале и в конце рабочего участка.

Формирование линейно изменяющегося (пилообразного) напряжения основано на чередовании во времени процессов заряда и разряда конденсатора.

Простейшая схема генератора, в котором для получения линейно изменяющегося напряжения используют начальный участок экспоненциального заряда конденсатора, приведена на рис. 3.13, а. Функцию элемента, создающего цепь для быстрого разряда конденсатора, выполняет транзистор.

Разряд конденсатора и поддержание на нем напряжения, близкого к нулю, происходит в интервалах паузы t_n входного сигнала (рис. 3.13, б, в), когда транзистор T находится в режиме насыщения. Открытое состояние обеспечивается протеканием тока базы через резистор R_6 . Линейно изменяющееся напряжение формируется, когда транзистор заперт входным импульсом напряжения отрицательной полярности длительностью t_p .

Характер изменения напряжения на конденсаторе при закрытом транзисторе (считаем $I_{к0} \approx 0$) подчиняется закону

$$u_c(t) = E_k (1 - e^{-t/\tau}), \quad (3.33)$$

где $\tau = CR_k$ — постоянная времени зарядной цепи, выбираемая много больше времени t_p .

Поскольку для конденсатора $du_c/dt = i_c/C$, коэффициент нелинейности (3.32) может быть найден по значениям тока конденсатора в начале и в конце рабочего участка:

$$\epsilon = \frac{i(0) - i(t_p)}{i(0)}. \quad (3.34)$$

Для рассматриваемого случая $i(0) = E_k/R_k$, $i(t_p) = (E_k - U_m)/R_k$, откуда $\epsilon = U_m/E_k$.

В соответствии с выражением (3.34) идеальной линейности формируемого напряжения ($\epsilon = 0$) соответствует процесс заряда конденсатора на интервале t_p неизменным током. Неизменный зарядный ток обеспечивают применением в цепи заряда конденсатора токостабилизирующего элемента, функцию которого обычно выполняет транзистор, включенный по схеме ОБ (или ОЭ). Принцип токовой стабилизации основывается на свойстве коллекторных характеристик транзистора, согласно которому коллекторный ток (ток заряда конденсатора) слабо зависит при заданном токе эмиттера (базы) от напряжения на транзисторе. Схемы с неизменным зарядным током позволяют полнее использовать напряжение питания при формировании линейно

изменяющегося напряжения. Напряжение U_m здесь близко к E_K , в то же время коэффициент ε достаточно мал.

Пример построения схемы генератора приведен на рис. 3.13, *з*. Постоянство зарядного тока достигается с помощью транзистора T_2 , включенного по схеме ОБ. Стабилитрон D_1 и резистор R_6 обеспечивают постоянство напряжения на базе транзистора T_2 . Резистор R_9 задает его ток эмиттера $I_{э2} = (E_K - U_{ст} - U_{эб2})/R_9$ и соответственно ток заряда конденсатора (ток коллектора) $i_{сзар} = I_{к2} = \alpha_2 I_{э2}$.

На интервале t_n (рис. 3.13, *б*) открытого состояния транзистора T_1 через него протекает ток $I_{к2}$, напряжение на конденсаторе C близко к нулю. На интервале t_p , когда транзистор T_1 закрыт, ток $I_{к2}$ обуславливает ток $i_{сзар}$ заряда конденсатора. При неизменном токе $I_{к2}$ напряжение на конденсаторе $u_c = \frac{1}{C} \int I_{к2} dt = \frac{I_{к2}}{C} t$ линейно изменяется во времени. Отношение $I_{к2}/C$ выбирают, исходя из требуемого значения U_m . При $U_m \approx E_K$ имеем $I_{к2}/C = E_K/t_p$.

В рассмотренных схемах нагрузка подключается непосредственно к конденсатору. При наличии нагрузки ток конденсатора на интервале t_p равен разности токов заряда по цепи источника питания и разряда на нагрузку. Если учесть, что ток разряда возрастает по мере повышения напряжения, то результирующий ток конденсатора будет меньше, а его закон изменения будет отличаться от режима холостого хода генератора. В схеме рис. 3.13, *з*, в частности, это приводит к нарушению постоянства тока конденсатора на интервале t_p . Подключение нагрузки сказывается на уменьшении амплитуды U_m формируемого напряжения и ухудшении его линейности. В связи с этим указанные схемы находят применение при высокоомной нагрузке, оказывающей малое шунтирующее действие на конденсатор (когда ток его разряда на нагрузку составляет доли единицы и единицы процента от тока заряда). В противном случае применяют схемы, не имеющие непосредственной связи конденсатора с нагрузкой, либо схемы, обеспечивающие компенсацию воздействия нагрузки.

В настоящее время генераторы с малым значением коэффициента нелинейности ($\varepsilon < 0,01$) и слабым влиянием нагрузки на форму выходного напряжения создаются с использованием операционных усилителей. В частности, распространены генераторы на основе интегратора, управляемого входным импульсом напряжения прямоугольной формы (см. рис. 2.52, *а*).

Высокую линейность пилообразного напряжения позволяет обеспечить схема, приведенная на рис. 3.14, *а*. Генератор выполнен на основе схемы рис. 3.13, *а*. Элементами схемы рис. 3.14, *а* являются источник питания E_3 , зарядный резистор R_3 , конденсатор C и разрядный транзистор T . Выходное напряжение генератора представляет собой усиленное операционным усилителем напряжение на конденсаторе, ОУ охвачен отрицательной (резистор R_2 , а также резистор R_1 и источник питания E_0) и положительной (резистор R_4) обратными связями.

Управление работой генератора производится транзистором T , осуществляющим разряд конденсатора до нуля и обеспечивающим

малое время обратного хода t_0 формируемого напряжения. Эта функция часто возлагается на интегральный транзистор специальной серии микросхем (например, К101) с падением напряжения в открытом состоянии 50—300 мкВ. Длительность открытого состояния транзистора T определяется длительностью t_n входного импульса напряжения положительной полярности (рис. 3.14, б). Вид кривых напряжений на конденсаторе и на выходе схемы показан на рис. 3.14, в, г.

Рассмотрим процессы, протекающие в схеме при формировании линейно изменяющегося напряжения.

На интервале t_p ОУ работает в линейном режиме. Если принять для ОУ $u_0 = 0$, то напряжение $u_{(-)} = u_c = u_{(+)}$ и для цепи обратной связи по инвертирующему входу можно записать следующее уравнение для токов:

$$\frac{E_0 - u_c}{R_1} = \frac{u_c - u_{\text{вых}}}{R_2},$$

откуда

$$u_{\text{вых}} = u_c \frac{R_1 + R_2}{R_1} - E_0 \frac{R_2}{R_1}. \quad (3.35)$$

Токи цепи обратной связи по неинвертирующему входу ОУ связаны соотношением

$$i_c = \frac{E_3 - u_c}{R_3} = \frac{u_c - u_{\text{вых}}}{R_4}. \quad (3.36)$$

В результате подстановки выражения (3.35) в (3.36), а также учитывая, что $i_c = C \frac{du_c}{dt}$, находим

$$\frac{du_c}{dt} + \frac{u_c}{C} \left(\frac{1}{R_3} - \frac{R_2}{R_1 R_4} \right) = \frac{1}{C} \left(\frac{E_3}{R_3} - E_0 \frac{R_2}{R_1 R_4} \right). \quad (3.37)$$

Характер изменения во времени напряжения на конденсаторе зависит от соотношений сопротивлений резисторов, определяющих множитель второго члена левой части уравнения (3.37). При $R_3 > (R_1 R_4)/R_2$ и $R_3 < (R_1 R_4)/R_2$ кривая напряжения u_c получается соответственно вогнутой или выпуклой формы, а при

$$R_2/R_1 = R_4/R_3 \quad (3.38)$$

напряжение на конденсаторе изменяется во времени по линейному закону:

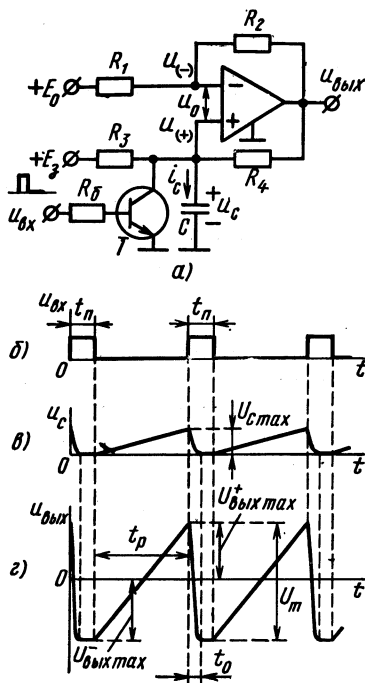


Рис. 3.14. Схема генератора линейно изменяющегося напряжения на ОУ (а) и его временные диаграммы (б — г)

$$u_c = \frac{1}{C} \left(\frac{E_3}{R_3} - E_0 \frac{R_2}{R_1 R_4} \right) t. \quad (3.39)$$

С учетом условия (3.38) имеем

$$u_c = \frac{1}{CR_3} (E_3 - E_0) t, \quad (3.40)$$

откуда $E_3 > E_0$.

Условие (3.38) обычно выполняют при соблюдении равенства:

$$R_1 = R_3, \quad R_2 = R_4. \quad (3.41)$$

Это необходимо для выравнивания входных сопротивлений ОУ по обоим его входам.

При линейном характере изменения напряжения на конденсаторе выходное напряжение также будет изменяться по линейному закону. При $E_0 = 0$ формируется выходное напряжение, как и напряжение u_c (рис. 3.14, в), имеющее вид «пилы» положительной полярности.

Если нужно получить выходное напряжение, изменяющееся по линейному закону при обеих полярностях (рис. 3.14, г), то E_0 выбирают по требуемому значению начального напряжения на выходе генератора $u(0)$, соответствующему $u_c = 0$. Так, для получения максимального значения U_m пилообразного напряжения начальной величине $u_{\text{вых}}$ будет отвечать напряжение ОУ $u(0) = -U_{\text{вых max}}^-$ (рис. 3.14, г). Из выражения (3.35) при $u_c = 0$ находим

$$E_0 = \frac{U_{\text{вых max}}^-}{R_2/R_1} > 0. \quad (3.42)$$

Напряжению на выходе по окончании интервала t_p при этом должно соответствовать напряжение $U_{\text{вых max}}^+$. Из выражения (3.35) с учетом условия (3.42) находим отношение сопротивлений резисторов в зависимости от максимального напряжения $U_{C \text{ max}}$ на конденсаторе (рис. 3.14, в):

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} = \frac{U_{\text{вых max}}^+ + U_{\text{вых max}}^-}{U_{C \text{ max}}} - 1. \quad (3.43)$$

При $U_{\text{вых max}}^+ = U_{\text{вых max}}^- = E_{\text{к1}} = E_{\text{к2}} = E_{\text{к}} = U_m/2$ имеем

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} = \frac{2E_{\text{к}}}{U_{C \text{ max}}} - 1 = \frac{U_m}{U_{C \text{ max}}} - 1. \quad (3.44)$$

Максимальное напряжение на конденсаторе $U_{C \text{ max}}$ связано с длительностью t_p зависимостью, получаемой из выражения (3.40):

$$U_{C \text{ max}} = \frac{1}{CR_3} (E_3 - E_0) t_p. \quad (3.45)$$

Параметры элементов схемы будут определены, если для требуемых значений t_p , U_m выбрать R_3 , E_3 и $U_{C \text{ max}}$. Сопротивления $R_1 = R_3$ выбирают в 3—5 раз меньшими входных сопротивлений ОУ для исключения влияния их неустойчивости на работу схемы. Функцию

E_3 обычно выполняет источник питания $ОУ + E_{к2}$. Напряжение $U_{C \max}$ целесообразно выбирать минимальным, чтобы исключить влияние разброса параметров используемых резисторов на коэффициент нелинейности формируемого напряжения. Вместе с тем напряжение $U_{C \max}$ должно быть много больше напряжения на открытом транзисторе T , определяющем уровень начального напряжения на конденсаторе. Вполне удовлетворительным считается выбор $U_{C \max} = 0,3 \div 1$ В.

Расчет параметров элементов схемы производят в такой последовательности.

По выбранным $U_{C \max}$ и $R_1 = R_3$ находят $R_2 = R_4$ и отношение $R_2/R_1 = R_4/R_3$ (3.43), которые используют для определения E_0 по выражению (3.42). Напряжение E_0 , необходимое для получения требуемого значения U_m , создается с помощью делителя с применением источников питания ОУ. Затем из соотношения (3.45) находят емкость конденсатора C .

§ 3.7. БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОРЫ

Б л о к и н г - г е н е р а т о р ы предназначены для формирования импульсов тока или напряжения прямоугольной формы преимущественно малой длительности (от единиц до нескольких сотен микросекунд). Они находят применение в схемах формирования пилообразного тока для осуществления развертки электронного луча по экрану электронно-лучевых приборов с электромагнитным управлением. На основе блокинг-генераторов часто выполняют формирователи управляющих импульсов в системах цифрового действия.

По принципу построения *блокинг-генератор представляет собой однокаскадный транзисторный усилитель с глубокой положительной обратной связью, осуществляемой импульсным трансформатором*. Процесс формирования выходного импульса связан с отпиранием транзистора и удержанием его в состоянии насыщения ($i_0 > i_{к}/\beta$) цепью положительной обратной связи. Окончание формирования импульса сопровождается выходом транзистора из режима насыщения или *по входной цепи* (т. е. базовой цепи при включении транзистора по схеме ОЭ) *вследствие уменьшения тока базы*, или *по выходной (коллекторной) цепи из-за увеличения тока коллектора*. Эти два случая определяют соответственно две разновидности блокинг-генераторов: с конденсатором в цепи обратной связи (с времязадающим конденсатором) и с насыщающимся трансформатором.

В настоящем параграфе рассматривается б л о к и н г - г е н е р а т о р с к о н д е н с а т о р о м в ц е п и о б р а т н о й с в я з и, получивший наибольшее применение на практике в однотактном варианте.

Схема блокинг-генератора приведена на рис. 3.15, а. Она выполнена на транзисторе ОЭ и трансформаторе Tr . Цепь положительной обратной связи осуществлена с помощью вторичной обмотки w_6 трансформатора с коэффициентом трансформации $n_6 = w_{к}/w_6$, конденсатора C и резистора R , ограничивающего ток базы. Резистор R_6 созда-

ет контур разряда конденсатора на этапе закрытого состояния транзистора. Выходной сигнал может быть снят либо непосредственно с коллектора транзистора, либо с дополнительной нагрузочной обмотки ω_n трансформатора, связанной с коллекторной обмоткой коэффициентом трансформации $n_n = \omega_n / \omega_n$. В последнем случае амплитуду импульса напряжения можно получить как меньше, так и больше напряжения E_K и обеспечить потенциальное разделение нагрузки и схемы генератора. Диод D_1 , включаемый при необходимости, исключает прохождение в нагрузку импульса напряжения отрицательной полярности, возникающего при запираании транзистора. Ветвь из диода D_2 и резистора R_1 выполняет функцию защиты транзистора от перенапряжений.

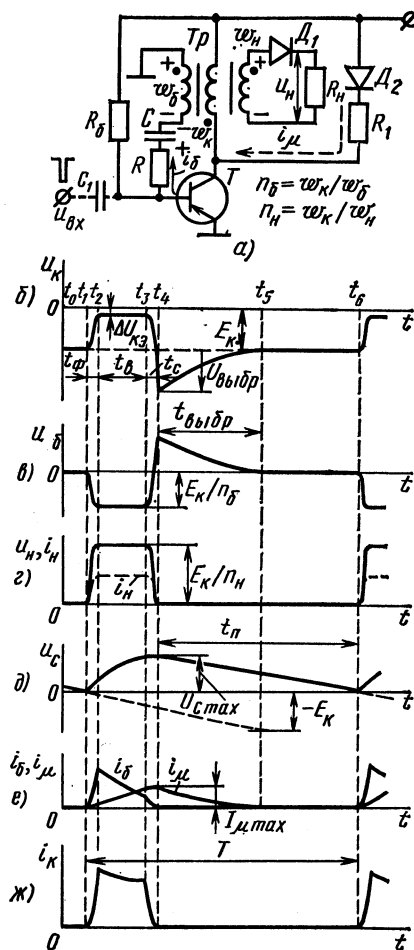


Рис. 3.15. Схема блокинг-генератора (а) и его временные диаграммы (б — ж)

Рассмотрим работу схемы в режиме автогенератора (входная цепь с конденсатором C_1 отсутствует). Временные диаграммы, поясняющие принцип действия, приведены на рис. 3.15, б — ж.

На интервале $t_0 - t_1$ транзистор закрыт, напряжение на его коллекторе равно $-E_K$, напряжения на обмотках трансформатора и нагрузке равны нулю (рис. 3.15, б — г). Закрытое состояние транзистора создается напряжением на конденсаторе C (рис. 3.15, а), подключенным через обмотку ω_6 к выводам база — эмиттер транзистора. Полярность напряжения, указанную на рис. 3.15, а, конденсатор приобретает к концу формирования схемой предыдущего импульса.

Закрытое состояние транзистора продолжается до момента времени t_1 , поскольку на интервале $t_0 - t_1$ происходит перезаряд конденсатора C по цепи $\omega_6 - C - R - R_6 - (-E_K)$ и в момент времени t_1 напряжение на конденсаторе становится равным нулю (рис. 3.15, д).

На интервале $t_1 - t_2$ осуществляется отпирание транзистора. Этот процесс обуславливается наличием в схеме положительной обратной связи и

называется процессом регенерации или прямым блокинг-процессом.

Сущность регенеративного процесса отпирания транзистора заключается в том, что он сопровождается *взаимным увеличением базового и коллекторного токов* и протекает следующим образом.

Переход в момент времени t_1 напряжения $u_c = u_{бэ}$ через нуль приводит к возникновению токов базы и коллектора транзистора. При отпирании транзистора напряжение на его коллекторе уменьшается, что вызывает появление напряжения на коллекторной обмотке w_k трансформатора (рис. 3.15, а). Напряжение на коллекторной обмотке трансформируется в базовую обмотку w_b с полярностью, соответствующей увеличению базового тока. Рост базового тока, в свою очередь, вызывает увеличение коллекторного тока, снижение напряжения на коллекторе и дальнейшее повышение напряжения на коллекторной и базовой обмотках. Процесс завершается переходом транзистора в момент времени t_2 в режим насыщения.

Развитие регенеративного процесса отпирания транзистора возможно, если в схеме создаются условия для увеличения тока базы за счет положительной обратной связи. Это означает, что цепь обратной связи должна обеспечить соотношение для токов транзистора, при котором

$$i_6 \geq i_k / \beta. \quad (3.46)$$

Ток коллектора транзистора равен сумме приведенных к коллекторной обмотке трансформатора токов базы и нагрузки:

$$i_k = i_6 / n_6 + i_n / n_n. \quad (3.47)$$

Если принять на этапе регенеративного процесса напряжение на коллекторной обмотке равным Δu , то ток $i_6 = \frac{\Delta u}{n_6 (R + r_{вх})}$ (где $r_{вх}$ — входное сопротивление транзистора), а ток $i_n = \frac{\Delta u}{n_n R_n}$.

В результате подстановки выражения (3.47) в (3.46) с учетом полученных соотношений для токов i_6 и i_k находим условие, необходимое для развития прямого блокинг-процесса в схеме:

$$\beta \geq \frac{1}{n_6} \left[1 + \frac{n_6^2 (R + r_{вх})}{n_n^2 R_n} \right]. \quad (3.48)$$

Интервал $t_1 - t_2$ определяет длительность переднего фронта формируемого импульса. Время t_{ϕ} в блокинг-генераторах составляет доли микросекунды.

На интервале формирования вершины импульса t_b транзистор открыт, напряжение $\Delta U_{кэ}$ на нем мало. К коллекторной обмотке прикладывается напряжение, близкое к E_k , а к базовой и нагрузочной обмоткам — соответственно напряжения, близкие к E_k / n_6 и E_k / n_n (рис. 3.15, в, г).

Для интервала t_b действительна схема замещения блокинг-генератора, приведенная на рис. 3.16, а. Транзистор на схеме изображен в

виде ключа T , а трансформатор — в виде схемы замещения без учета паразитных параметров (индуктивностей рассеяния, паразитных емкостей и активных сопротивлений обмоток).

Через коллекторную обмотку и транзистор протекает ток i_k (рис. 3.16, а), равный сумме трех составляющих: приведенных к коллекторной обмотке тока нагрузки $i'_n = i_n/n_n = E_k/(n_n^2 R_n)$ и тока базы $i'_b = i_b/n_b$, а также тока намагничивания i_μ .

Ток намагничивания i_μ (см. рис. 3.15, е) является балластной составляющей в коллекторном токе транзистора. Он создается под воздействием

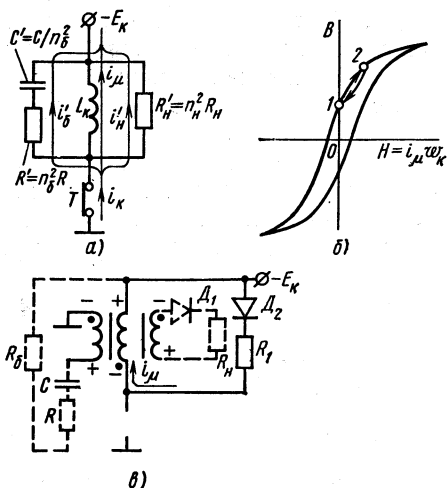


Рис. 3.16. Схема замещения блокинг-генератора на этапе открытого состояния транзистора (а); петля намагничивания сердечника трансформатора (б); схема замещения блокинг-генератора на этапе формирования выброса напряжения на коллекторе транзистора (в)

намагничивающего поля $H = i_\mu w_k$ (рис. 3.16, б). Характер изменения во времени тока i_μ зависит от вида кривой намагничивания

и числа витков коллекторной обмотки (ее индуктивности L_k). Выбором соответствующей величины индуктивности коллекторной обмотки максимальное значение тока $I_{\mu \max}$ ограничивают на уровне $(0,05 \div 0,1) i'_n$. Участок перемещения рабочей точки по петле намагничивания при этом получается достаточно малым и близким к прямой, в связи с чем характер изменения тока i_μ во времени близок к линейному. Для тока i_μ будет действительно уравнение $L_k \frac{di_\mu}{dt} = E_k$, откуда находим $i_\mu = \frac{E_k}{L_k} t$ и $I_{\mu \max} = \frac{E_k}{L_k} t_b$.

Ток базы i_b (см. рис. 3.15, е) обеспечивает на интервале t_b режим насыщения транзистора. Он обусловливается процессом заряда конденсатора C через входную цепь открытого транзистора и резистор R под действием напряжения на базовой обмотке трансформатора. При этом ток i_b убывает по экспоненциальному закону. Приведенная составляющая i'_b в токе коллектора также относительно мала и уменьшается во времени.

Зависимые во времени токи i_b и i_μ создают вначале некоторое убывание тока i_k , а затем его нарастание (см. рис. 3.15, ж). Вслед-

ствие относительно малых составляющих i'_b и i_μ , ток i_K на этапе t_b определяется преимущественно током i'_n , т. е. $i_K \approx i'_n = E_K / (r_n^2 R_n) = E_K / R'_n$.

Если принять $t_\phi \ll t_b$, то ток базы на интервале t_b будет изменяться по закону

$$i_b = \frac{E_K}{n_b (R + r_{bx})} e^{-t/\tau}, \quad (3.49)$$

где $\tau = C(R + r_{bx})$ — постоянная времени цепи базы; r_{bx} — входное сопротивление транзистора в открытом состоянии.

Длительность t_b характеризует состояние схемы, при котором создаваемый по цепи обратной связи ток базы (ток заряда конденсатора) обеспечивает режим насыщения транзистора, т. е. $i_b > i_K / \beta$. Однако по мере заряда конденсатора (см. рис. 3.15, δ , e) ток базы уменьшается, вследствие чего уменьшается степень насыщения транзистора. В момент времени t_3 ток базы убывает до значения $i_b = i_K / \beta$, что соответствует выходу транзистора из режима насыщения. Следующий вслед за этим процесс запираания транзистора определяет момент окончания формирования блокинг-генератором импульса напряжения длительностью t_b (см. рис. 3.15, e).

Время t_b можно найти, положив в формуле (3.49) $i_b = E_K / (\beta R'_n)$:

$$t_b = \tau \ln \frac{\beta R'_n}{n_b (R + r_{bx})}. \quad (3.50)$$

Переход транзистора в закрытое состояние происходит за счет положительной обратной связи также лавинообразно и называется обратным блокинг-процессом. Его начало обуславливает повышение напряжения на коллекторной и базовой обмотках трансформатора. Обратный блокинг-процесс протекает при взаимном уменьшении токов коллектора и базы и заканчивается запираанием транзистора. Его длительность определяет время среза t_c формируемого импульса. Время t_c мало отличается от t_ϕ . Закрытое состояние транзистора после момента времени t_4 поддерживается напряжением на конденсаторе, полярность которого указана на рис. 3.15, a .

Процессы, протекающие в схеме после запираания транзистора в момент времени t_4 , связаны с разрядом конденсатора и рассеянием энергии, накопленной в магнитном поле трансформатора.

Разряд конденсатора C происходит по цепи $\omega_b - R - R_\Sigma - (-E_K)$ (см. рис. 3.15, a). Вследствие разряда напряжение на конденсаторе изменяется, как показано на рис. 3.15, δ .

На интервале t_b трансформатор накапливает энергию ввиду подключения его коллекторной обмотки ω_K к источнику питания и протекания через нее тока намагничивания i_μ . При запираании транзистора коллекторная обмотка трансформатора отключается от источника питания. На ней индуцируется напряжение, препятствующее уменьшению тока i_μ . Напряжение самоиндукции возникает также на базовой и нагрузочной обмотках. Полярности напряжений показаны на схеме замещения блокинг-генератора, приведенной на рис. 3.16, a .

Нагрузочная обмотка трансформатора отключена от сопротивления R_n диодом D_1 . Сопротивление цепи $R_6 - R - C - (-E_k)$ велико ввиду относительно большого значения R_6 (десятки килоом). Относительно напряжения на коллекторной обмотке диод D_2 включен в прямом направлении. В связи с этим можно считать, что ток i_μ при запираании транзистора переводится из цепи коллектора в цепь диода D_2 и резистора R_1 . Энергия, накопленная в магнитном поле трансформатора от протекания тока i_μ на этапе t_b , рассеивается в активном сопротивлении R_1 . Магнитное состояние сердечника трансформатора изменяется от точки 2 к точке 1 (см. рис. 3.16, б). В цепи с R_1 происходит уменьшение тока i_μ до нуля (см. рис. 3.15, е) с постоянной времени L_k/R_1 . Ток i_μ в конце интервала t_b (см. рис. 3.15, е) и сопротивление R_1 определяют амплитуду выброса напряжения на коллекторной обмотке трансформатора при запираании транзистора: $U_{\text{выбр}} = I_{\mu \text{ max}} R_1$. Величину сопротивления R_1 выбирают, исходя из необходимости защиты транзистора от пробоя его коллекторного перехода в момент выброса: $U_{k \text{ max}} = E_k + I_{\mu \text{ max}} R_1 < U_{k \text{ доп}}$ (см. рис. 3.15, б). В отсутствие сопротивления R_1 рассеяние энергии, накопленной в магнитном поле коллекторной обмотки, осуществлялось бы в приведенных к коллекторной обмотке сопротивлениях базовой цепи и сопротивлении изоляции коллекторной обмотки. При этом амплитуда выброса коллекторного напряжения $U_{\text{выбр}}$ могла бы превысить допустимое значение.

Транзистор в схеме блокинг-генератора, работающего в автогенераторном режиме, *открывается, когда напряжение на его базе, определяемое напряжением на конденсаторе, достигает нулевого значения.* Это определяет длительность паузы t_n и частоту следования выходных импульсов блокинг-генератора. Интервал t_n характеризуется процессом разряда конденсатора по цепи $\omega_6 - R - R_6 - (-E_k)$ (см. рис. 3.15, а). Конденсатор при этом стремится перезарядиться от начального напряжения $U_{c \text{ max}}$ до $-E_k$ (см. рис. 3.15, д). Приняв $U_{c \text{ max}} = E_k/n_6$ и пренебрегая тепловым током I_{k0} транзистора, находим:

$$t_n \approx CR_6 \ln(1 + 1/n_6), \quad (3.51)$$

$$f = 1/T \approx 1/(t_n + t_b). \quad (3.52)$$

При работе блокинг-генератора в режиме синхронизации и в базовую цепь транзистора через конденсатор C_1 подают входные импульсы напряжения отрицательной полярности (рис. 3.17, а). Собственную частоту следования импульсов блокинг-генератора выбирают несколько меньшей частоты следования входных импульсов, т. е. $T > T_{\text{вх}}$. *Синхронизирующие импульсы осуществляют отпирание транзистора раньше момента естественного спада до нуля напряжения на его базе* (конденсаторе), в результате чего частота импульсов блокинг-генератора равна частоте следования импульсов синхронизации. Если период собственных колебаний много больше периода повторения синхронизирующих импульсов: $T \gg T_{\text{вх}}$, то блокинг-генератор работает в режиме деления частоты (рис. 3.17, б), при котором $T_{\text{вых}} = n T_{\text{вх}}$.

Для блокинг-генератора возможен и ждущий режим работы. В этом случае на базу транзистора подается начальное дополнительное напряжение смещения, в результате чего транзистор остается закрытым до подачи входного импульса $u_{вх}$. Запуск блокинг-генератора осуществляют входными импульсами напряжения отрицательной полярности. При этом резистор R_6 подключают на напряжение дополнительного источника положительной полярности.

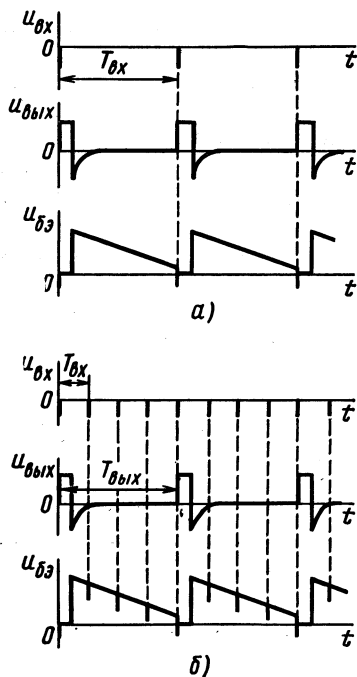


Рис. 3.17. Временные диаграммы, характеризующие работу блокинг-генератора в режиме синхронизации при $T > T_{вх}$ (а) и $T \gg T_{вх}$ (б)

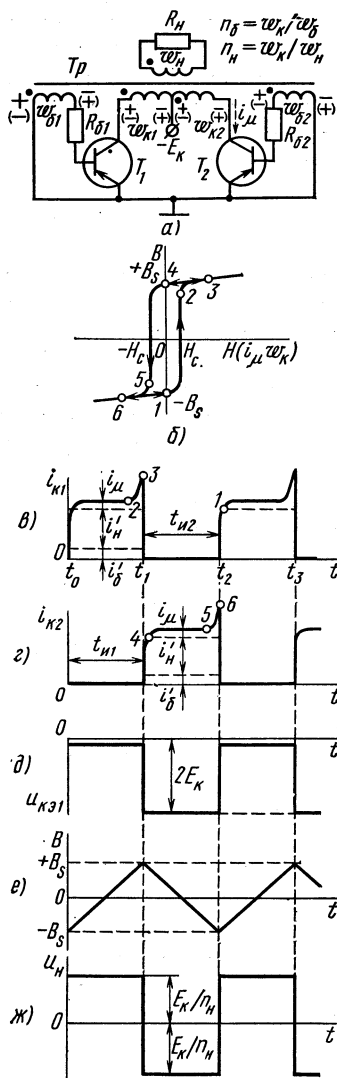


Рис. 3.18. Схема двухтактного блокинг-генератора (а); петля намагничивания сердечника трансформатора (б); временные диаграммы, поясняющие принцип действия схемы (в — ж)

§ 3.8. ДВУХТАКТНЫЙ БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОР

Блокинг-генераторы с насыщающимся трансформатором находят наибольшее применение в двухтактном режиме работы. Двухтактный блокинг-генератор является автогенератором.

ром переменного напряжения прямоугольной формы. Его трансформатор (рис. 3.18, а) выполняется с сердечником из материала, обладающего прямоугольной петлей намагничивания (рис. 3.18, б), и служит общим элементом двух одноктактных схем. К материалам с близкой к прямоугольной петлей намагничивания относятся пермаллой, холоднокатаная электротехническая сталь и некоторые марки ферритов.

Двухтактный блокинг-генератор работает в режиме поочередного отпираания двух транзисторов. Открытое состояние одного транзистора и закрытое состояние другого задаются цепями обратной связи, создаваемыми с помощью базовых обмоток трансформатора w_{61} , w_{62} (обычно принимают $w_{61} = w_{62} = w_6$, $w_{к1} = w_{к2} = w_к$, схема подключения обмоток показана на рис. 3.18, а). Переключение транзисторов происходит, когда индукция в сердечнике трансформатора достигает индукции насыщения $+B_s$ или $-B_s$ (рис. 3.18, б).

Предположим, что после переключения, происшедшего в момент времени t_0 , транзистор T_1 оказался открытым, а транзистор T_2 — закрытым (рис. 3.18, в — д). К обмотке $w_{к1}$ прикладывается напряжение, близкое к $E_к$, вызывающее напряжение на нагрузке $E_к/n_n$ (рис. 3.18, ж). На обмотке w_{61} индуцируется напряжение с отпирающей для транзистора T_1 полярностью. Транзистор T_1 открыт и насыщен током базы $i_{61} = E_к/(n_6 R_6)$ ($R_{61} = R_{62} = R_6$). На обмотке w_{62} действует напряжение $U_{62} = E_к/n_6$ с запирающей для транзистора T_2 полярностью. Приложенное к обмотке $w_{к1}$ напряжение вызывает изменение индукции (рис. 3.18, е) и постепенное перемещение рабочей точки из положения 1 в направлении точек 2, 3 по восходящему участку петли намагничивания сердечника (рис. 3.18, б). Ток коллектора $i_{к1}$ (рис. 3.18, в), равный сумме трех составляющих токов ($i_{61} = i_6/n_6$, $i_n' = i_n/n_n = E_к/n_n R_n$ и i_μ), на большей части интервала проводимости транзистора T_1 остается без изменения. Это обусловливается постоянством всех его составляющих, в том числе и тока намагничивания i_μ , ввиду прямоугольности формы петли намагничивания.

После перемещения рабочей точки в положение 2 и затем выхода ее на почти горизонтальный участок петли намагничивания сердечник насыщается, индуктивность коллекторной обмотки уменьшается, что вызывает быстрое увеличение тока i_μ и соответственно тока $i_{к1}$. В момент времени t_1 , что соответствует положению 3 рабочей точки (рис. 3.18, б, в), ток $i_{к1}$ возрастает до значения βi_{61} . Транзистор T_1 выходит из режима насыщения, напряжение на нем увеличивается, а напряжения на обмотках $w_{к1}$ и w_{61} уменьшаются. Это соответствует началу развития лавинообразного блокинг-процесса, связанного с запирающим транзистора T_1 .

В процессе запираания транзистора T_1 , протекающем достаточно быстро, рабочая точка, характеризующая магнитное состояние материала сердечника трансформатора, не успевает, несмотря на малую индуктивность коллекторной обмотки на почти горизонтальном участке петли намагничивания, достичь положения 4. Следовательно, ток i_μ , протекавший через транзистор T_1 , не успевает уменьшиться

до нуля. В связи с этим под воздействием э. д. с. самоиндукции на обмотках трансформатора сразу же после запираания транзистора T_1 индуцируются напряжения противоположной полярности (указана на рис. 3.18, а в скобках), вызывающие отпирание транзистора T_2 и поддержание в закрытом состоянии транзистора T_1 . Открытым транзистором T_2 создается цепь протекания уменьшающегося до нуля тока i_{μ} (приведенного к коллекторной обмотке w_{k2} и показанного на рис. 3.18, а пунктирной стрелкой) в процессе перехода магнитного состояния сердечника трансформатора в точку 4. Изменившаяся полярность напряжения на обмотках (в том числе на нагрузочной обмотке рис. 3.18, ж) сохраняется на этапе открытого состояния транзистора T_2 . При этом на обмотке w_{k2} действует напряжение, близкое к E_K .

К закрытому транзистору T_1 прикладывается напряжение $2E_K$, (рис. 3.18, д), равное сумме напряжений на обмотках w_{k1} и w_{k2} . На этом этапе процесс в схеме протекает аналогично рассмотренному. Он характеризуется изменением индукции в сердечнике трансформатора от $+B_s$ до $-B_s$ и перемещением рабочей точки из положения 4 в направлении точки 5, заканчиваясь в момент времени t_2 , когда рабочая точка на петле намагничивания достигает положения 6 (рис. 3.18, б, г, е).

Длительности интервалов t_{n1} , t_{n2} характеризуются линейным законом изменения индукции ΔB соответственно от $-B_s$ до $+B_s$ и от $+B_s$ до $-B_s$. При $w_{k1} = w_{k2} = w_K$ длительности $t_{n1} = t_{n2} = t_n$ находят из соотношения

$$t_n = \frac{2B_s S w_K}{E}. \quad (3.53)$$

Расчет частоты в герцах выходного напряжения генератора производят по формуле

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2t_n} = \frac{E}{4B_s S w_K}. \quad (3.54)$$

Двухтактные блокинг-генераторы находят преимущественное применение для преобразования энергии источников постоянного тока (например, аккумуляторных батарей) в переменный ток или в постоянный ток другого напряжения для питания нагрузки сравнительно небольшой мощности (десятки и сотни ватт). При использовании генератора в качестве преобразователя постоянного напряжения в постоянное напряжение цепь нагрузки подключают к выходной обмотке трансформатора через выпрямитель со сглаживающим фильтром.

§ 3.9. ОСНОВЫ АЛГЕБРЫ ЛОГИКИ

Как указывалось в § 3.1, в настоящее время для построения систем обработки и преобразования информации широко применяют цифровые методы. Используемые при этом сигналы близки по форме к пря-

моугольным и имеют два фиксированных уровня напряжения. Уровню низкого напряжения обычно приписывается символ (состояние) «0», а уровню высокого напряжения — символ (состояние) «1».

Математическим аппаратом анализа и синтеза цифровых систем служит алгебра логики (булева алгебра), которая изучает связь между переменными (сигналами), принимающими только два («0», «1») значения. Символы «0» и «1» в алгебре логики характеризуют состояния переменных или состояний их функций, в связи с чем эти символы нельзя рассматривать как арифметические числа. Алгебра логики является алгеброй состояний, а не алгеброй чисел, и для нее характерны основные действия, отличные от принятых в обычной алгебре действий над числами.

Аксиомы, законы, тождества и теоремы алгебры логики

В алгебре логики любая переменная может иметь состояние «0» или «1». Поэтому в алгебре логики каждой двоичной переменной, например x , ставится в соответствие обратная или дополнительная к ней (инверсная) переменная, такая, что:

$$\text{если } x = 0, \text{ то } \bar{x} = 1,$$

$$\text{если } x = 1, \text{ то } \bar{x} = 0.$$

Переменную \bar{x} следует читать как НЕ x .

В алгебре логики в случае одной переменной x действуют следующие правила (аксиомы):

$$\begin{array}{ll} 1) x + 0 = x, & 6) x \cdot 0 = 0, \\ 2) x + 1 = 1, & 7) x \cdot 1 = x, \\ 3) x + x = x, & 8) x \cdot x = x, \\ 4) x + \bar{x} = 1, & 9) x \cdot \bar{x} = 0, \\ 5) (\bar{x}) = \bar{x}, & 10) (\bar{\bar{x}}) = x. \end{array} \quad (3.55)$$

Правила 1—4 характеризуют операцию логического сложения (дизъюнкции), правила 6—9 — операцию логического умножения (конъюнкции) и правила 5, 10 — операцию инверсии. Знак логического сложения «+» читается ИЛИ (например, правило 1: « x или 0 равен x »). Знак логического умножения « \cdot » читается И (например, « x и 0 равен 0»).

Правила 1—4, 6—9 поясняются схемами (рис. 3.19, а — з) на двух ключах в соответствии с числом слагаемых (сомножителей) в соотношениях. Положению «Ключ включен» соответствует состояние «1», а положению «Ключ выключен» — состояние «0». Для логического сложения (правила 1—4) ключи в схемах соединены параллельно. Уровень высокого напряжения на выходе ($F = 1$) будет иметь место, если хотя бы один ключ находится в состоянии «1» (правила 2, 4; рис. 3.19, б, з). Результат суммы в правилах 1, 3 зависит от значения x

(при $x = 1$ $F = 1$, при $x = 0$ $F = 0$; рис. 3.19, а, в). Для логического умножения ключи соединены последовательно (рис. 3.19, д — з). Уровень высокого напряжения на выходе ($F = 1$) будет только в том случае, если оба сомножителя равны единице (оба ключа включены). В противном случае результат умножения равен нулю (правила 6, 9; рис. 3.19, д, з). Результат умножения в правилах 7, 8 зависит от значения x (рис. 3.19, е, ж).

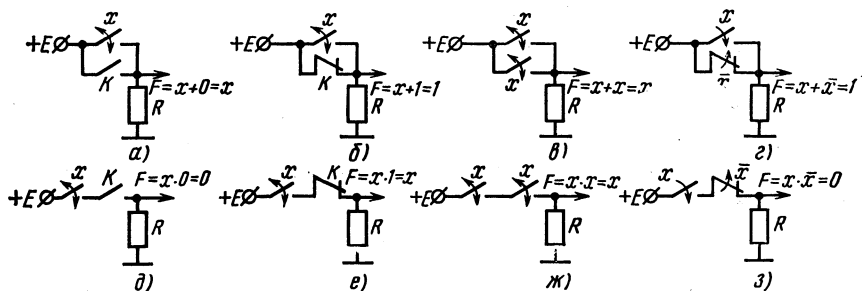


Рис. 3.19. Схемы, иллюстрирующие операции логического сложения (а — г) и логического умножения (д — з)

Для алгебры логики, как и для обычной алгебры, действительны следующие законы.

Переместительный закон (закон коммутативности) для логического сложения и умножения:

$$\begin{aligned} 1) \quad & x + y = y + x, \\ 2) \quad & x \cdot y = y \cdot x. \end{aligned} \quad (3.56)$$

Сочетательный закон (закон ассоциативности) для логического сложения и умножения:

$$\begin{aligned} 1) \quad & x + y + z = (x + y) + z = x + (y + z), \\ 2) \quad & x \cdot y \cdot z = (x \cdot y) \cdot z = x (y \cdot z). \end{aligned} \quad (3.57)$$

Распределительный закон (закон дистрибутивности логического умножения по отношению к сложению):

$$x(y + z) = xy + xz. \quad (3.58)$$

Для многих случаев алгебраических преобразований полезными являются тождества, относящиеся к двум и трем переменным:

$$\begin{aligned} 1) \quad & xy + x\bar{y} = x, & 4) \quad & x(\bar{x} + y) = xy, \\ 2) \quad & x + xy = x, & 5) \quad & (x + y)(x + z) = x + yz, \\ 3) \quad & x(x + y) = x, & 6) \quad & x\bar{y} + y = x + y. \end{aligned} \quad (3.59)$$

В справедливости тождеств 1 и 2 нетрудно убедиться, вынося за скобку в левой части переменную x . Тождество 3 доказывается с помощью распределительного закона $x(x + y) = xx + xy = x + xy =$

$= x$. Аналогично доказывается и тождество 4. Для доказательства тождества 5 раскроем скобки в левой части: $(x + y)(x + z) = x + xz + xy + yz = x + xy + yz = x + yz$.

К основным законам алгебры логики относятся законы инверсии для логических сложения и умножения (теоремы де Моргана):

$$\overline{x + y + z} = \bar{x} \cdot \bar{y} \cdot \bar{z}, \quad (3.60)$$

т. е. инверсия суммы переменных есть произведение их инверсий;

$$\overline{x \cdot y \cdot z} = \bar{x} + \bar{y} + \bar{z}, \quad (3.60a)$$

т. е. инверсия произведения переменных есть сумма их инверсий.

Справедливость соотношений (3.60) и (3.60a) для двух переменных подтверждает табл. 3.1.

Таблица 3.1

x	y	\bar{x}	\bar{y}	$x + y$	$x \cdot y$	$\overline{x + y}$	$\bar{x} \cdot \bar{y}$	$\overline{x \cdot y}$	$\bar{x} + \bar{y}$
0	0	1	1	0	0	1	1	1	1
0	1	1	0	1	0	0	0	1	1
1	0	0	1	1	0	0	0	1	1
1	1	0	0	1	1	0	0	0	0

В общем случае теоремы де Моргана могут быть представлены в виде, предложенном Шенноном:

$$\overline{F(x, y, z, \dots, +, \cdot)} = F(\bar{x}, \bar{y}, \bar{z}, \dots, \cdot, +). \quad (3.61)$$

Теорема в таком виде утверждает, что инверсия любой функции получается заменой каждой переменной ее инверсией и одновременно взаимной заменой символов сложения и умножения. При практическом применении теоремы необходимо строго соблюдать группировки членов, выраженные как явными, так и неявными скобками. В качестве примера определим инверсию функции $F = xy + \bar{x}y$. По правилу (3.61) находим

$$\bar{F} = \overline{xy + \bar{x}y} = (\bar{x} + y)(x + \bar{y}).$$

Понятия инверсии и инверсного преобразования играют важную роль при синтезе схем. Использование инверсии на определенном этапе синтеза, в частности, приводит иногда к существенному упрощению функции, а следовательно, и средств ее реализации.

Логические функции

Логическая функция может быть записана аналитически различными сочетаниями операций сложения и умножения переменных. Однако с точки зрения представления логической функции и после-

дующего синтеза логической схемы наиболее удобны формы записи, при которых функция выражается либо в виде суммы произведений переменных, либо в виде произведения их сумм.

Запись логической функции в виде суммы произведений переменных называют дизъюнктивной нормальной формой (ДНФ):

$$x + \bar{y}z + x\bar{y}z + \bar{x}yz,$$

а запись функции в виде произведения сумм — конъюнктивной нормальной формой (КНФ):

$$x(x+y)(y+z)(\bar{x}+y+z).$$

Инверсия любой функции, записанной в дизъюнктивной (конъюнктивной) нормальной форме, по правилу (3.61) дает замену записи на конъюнктивную (дизъюнктивную) нормальную форму. Например, инверсия функции

$$F = x + \bar{y}z + x\bar{y}z$$

имеет вид

$$\bar{F} = \bar{x}(y + \bar{z})(\bar{x} + y + \bar{z}).$$

Логическую функцию, заданную любым аналитическим выражением, можно преобразовать к ДНФ или КНФ, пользуясь правилами алгебры логики. Для каждой логической функции может существовать несколько равносильных дизъюнктивных и конъюнктивных форм.

Вместе с тем имеется только один вид ДНФ и КНФ, в которых функция может быть записана единственным образом (совершенные нормальные формы). В совершенной дизъюнктивной нормальной форме (СДНФ) каждое входящее слагаемое включает все переменные (с инверсиями и без них) и нет одинаковых слагаемых. В совершенной конъюнктивной нормальной форме (СКНФ) каждый входящий сомножитель включает все переменные (с инверсиями и без них) и нет одинаковых сомножителей.

Логическая функция наиболее наглядно и полно представляется так называемой таблицей соответствия или истинности, в которой для каждой комбинации значений переменных указывается значение функции. Таким образом, таблица истинности определяет алгоритм работы создаваемой цифровой схемы. От табличного представления функции переходят к аналитической записи ее в СДНФ или СКНФ.

Пусть в качестве примера функция F задана в виде табл. 3.2. Для комбинаций переменных 2, 7, 8 функция F истинна (т. е. $F = 1$), что означает для указанных комбинаций равенство единице следующих произведений: $\bar{x}\bar{y}z = 1$, $x\bar{y}z = 1$ и $x\bar{y}z = 1$. Комбинации переменных,

Номер комбинации	x	y	z	F
1	0	0	0	0
2	0	0	1	1
3	0	1	0	0
4	0	1	1	0
5	1	0	0	0
6	1	0	1	0
7	1	1	0	1
8	1	1	1	1

при которых функция истинна, называют конституентами единицы или минтермами. Представление логической функции в виде суммы минтермов определяет ее СДНФ, т. е. в данном случае

$$F = \bar{x}\bar{y}z + x\bar{y}z + xyz. \quad (3.62)$$

Функция, определяемая таблицей истинности, может быть представлена не только ее единичными, но и нулевыми значениями. Так, на основании табл. 3.2 рассматриваемая функция ложна ($F = 0$ или $\bar{F} = 1$), если истинно каждое из произведений

$$\bar{x}\bar{y}\bar{z}, \bar{x}y\bar{z}, \bar{x}yz, x\bar{y}\bar{z}, x\bar{y}z, \text{ т. е. } \bar{F} = \bar{x}\bar{y}\bar{z} + \bar{x}y\bar{z} + \bar{x}yz + x\bar{y}\bar{z} + x\bar{y}z. \quad (3.63)$$

Воспользовавшись законом инверсии, приходим к записи функции в СКНФ:

$$F = (x + y + z)(x + \bar{y} + z)(x + \bar{y} + \bar{z})(\bar{x} + y + z)(\bar{x} + y + \bar{z}). \quad (3.64)$$

Каждый сомножитель в соотношении (3.64) состоит из суммы переменных, для которых функция обращается в нуль в соответствии с таблицей истинности. Такие суммы называют конституентами нуля или макстермами. Таким образом, произведение макстермов определяет СКНФ функции.

Минимизация функции

Минимизация (упрощение формы записи) функции является важной операцией при синтезе логической схемы, так как благодаря предварительно проведенной минимизации схема реализуется с наименьшим числом элементов.

Выявить и устранить избыточность в записи функции можно путем ее преобразований с использованием аксиом, законов, тождеств и теорем алгебры логики. Однако такие преобразования требуют громоздких выкладок и связаны с большой затратой времени.

Современная алгебра логики располагает рядом приемов, разработанных на основе ее правил, позволяющих производить минимизацию

цию функции более просто, быстро и безошибочно. Для минимизации функции с числом переменных до пяти-шести наиболее удобным является метод карт Карно.

Карта Карно (рис. 3.20, а — в) представляет собой графическое изображение значений всех возможных комбинаций переменных. Иными словами, карту Карно можно рассматривать как графическое представление всех минтермов заданного числа переменных.

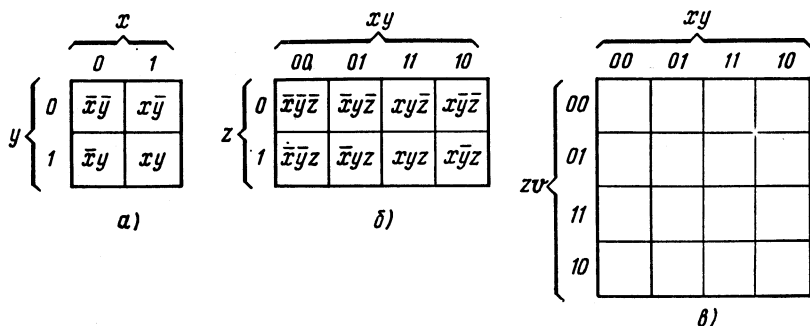


Рис. 3.20. Карта Карно функции для двух (а), трех (б) и четырех (в) переменных

Каждый минтерм изображается на карте в виде клетки. Карта образуется путем такого расположения клеток, при котором минтермы соседних клеток отличаются только значением одной переменной. В связи с указанным соседними считаются также крайние клетки каждого столбца или строки. Символ «1» характеризует прямое значение переменной, а «0» — ее инверсное значение.

Минтермы минимизируемой функции отмечают единицами в соответствующих клетках карты. Минтермы, не входящие в функцию, отмечают в клетках нулями или оставляют клетки пустыми. На основании распределительного закона (3.58), а также аксиом 1 и 4 в (3.55) два минтерма, находящиеся в соседних клетках, могут быть заменены одним логическим произведением, содержащим на одну переменную меньше. Если соседними являются две пары минтермов, то такая группа из четырех минтермов может быть заменена произведением, содержащим уже на две переменные меньше, и т. д. В общем случае наличие единиц в 2^n соседних клетках позволяет исключить n переменных. В этом и заключается метод минимизации с применением карт Карно.

Рассмотрим процесс минимизации на примере четырех переменных x , y , z , v функции, заданной следующим логическим выражением:

$$F = yzv + \bar{x}yv + \bar{y}zv + \bar{x}yz + x\bar{z}v + \bar{y}\bar{z}v + \bar{y}\bar{z}\bar{v}.$$

С помощью простейших преобразований представим эту функцию в виде

$$F = yzv(x + \bar{x}) + \bar{x}yv(z + \bar{z}) + \bar{y}zv(x + \bar{x}) + \bar{x}yz(v + \bar{v}) +$$

$$\begin{aligned}
 &+ \bar{x} \bar{z} v (y + \bar{y}) + \bar{y} \bar{z} v (x + \bar{x}) + \bar{y} \bar{z} \bar{v} (x + \bar{x}) = \\
 &= xyzv + \bar{x}yzv + \bar{x}y\bar{z}v + \bar{x}y\bar{z}\bar{v} + \bar{x}yzv + \bar{x}\bar{y}zv + \bar{x}yzv + \\
 &+ \bar{x}y\bar{z}\bar{v} + \bar{x}y\bar{z}v + \bar{x}\bar{y}\bar{z}v + \bar{x}\bar{y}\bar{z}v + \bar{x}\bar{y}\bar{z}v + \bar{x}\bar{y}\bar{z}\bar{v} + \bar{x}\bar{y}\bar{z}\bar{v}.
 \end{aligned}$$

После исключения повторяющихся членов функция выражается в СДНФ:

$$\begin{aligned}
 F = &xyzv + \bar{x}yzv + \bar{x}y\bar{z}v + \bar{x}yzv + \bar{x}\bar{y}zv + \bar{x}y\bar{z}\bar{v} + \bar{x}y\bar{z}v + \\
 &+ \bar{x}\bar{y}\bar{z}v + \bar{x}\bar{y}\bar{z}v + \bar{x}\bar{y}\bar{z}\bar{v} + \bar{x}\bar{y}\bar{z}\bar{v}.
 \end{aligned}$$

Функция состоит из 11 минтермов, в связи с чем на карте Карно (рис. 3.21) ее будут представлять 11 клеток, отмеченных единицами.

Так, например, первый минтерм функции $xyzv$ будет отображаться клеткой, имеющей координаты xy и zv , соответственно 11 и 11. Пять клеток карты остаются свободными.

		xy			
		00	01	11	10
zv	00	1			1
	01	1	1	1	1
	11	1	1	1	1
	10		1		

Рис. 3.21. Карта Карно функции

Затем на карте Карно необходимо определить соседние минтермы (клетки) и объединить их в минимальное количество групп соседних минтермов (клеток). Для наглядности выделенные группы соседних клеток показывают сплошными линиями. Минимальное количество групп соседних минтермов для рассматриваемой функции будет равно трем.

В первую группу входят две нижние клетки второго столбца слева с минтермами $\bar{x}yzv$ и $\bar{x}y\bar{z}\bar{v}$. В соответствии с аксиомой 4 в (3.55) имеем

$$\bar{x}yzv + \bar{x}y\bar{z}\bar{v} = \bar{x}yz(v + \bar{v}) = \bar{x}yz,$$

т. е. переменная v из этой группы может быть исключена.

Вторая группа состоит из двух пар верхних клеток крайних столбцов, определяющих минтермы $\bar{x}\bar{y}\bar{z}\bar{v}$, $\bar{x}\bar{y}\bar{z}v$ и $x\bar{y}\bar{z}\bar{v}$, $x\bar{y}\bar{z}v$. Сумма этих минтермов дает

$$\bar{y}\bar{z}(\bar{x}\bar{v} + \bar{x}v + x\bar{v} + xv) = \bar{y}\bar{z}[\bar{x}(\bar{v} + v) + x(\bar{v} + v)] = \bar{y}\bar{z},$$

т. е. из группы исключаются две переменные: x и v .

Третья группа состоит из восьми клеток второй и третьей строк, для которых $v = 1$, а переменные x, y, z входят с прямыми и инверсными значениями, в связи с чем переменные x, y, z из этой группы могут быть исключены. Сумма минтермов обеих строк будет равна v .

На основании проведенных операций получаем минимальную функцию, выраженную в ДНФ:

$$F = \bar{x}yz + \bar{y}\bar{z} + v.$$

Карта Карно позволяет также провести минимизацию той же функции в КНФ по нулевым значениям минтермов, находящихся в пустых клетках карты (рис. 3.21) и определяющих нулевое значение функции, т. е. ее инверсное значение \bar{F} . Порядок проведения минимизации сохраняется прежним. Минимизирующие контуры, охватывающие соседние клетки с нулевым значением минтермов рассматриваемой функции, показаны на рис. 3.21 пунктиром. Из карты Карно находим

$$\bar{F} = \bar{x} \bar{y} z \bar{v} + y \bar{z} \bar{v} + x z \bar{v} + x y \bar{v}.$$

Воспользовавшись инверсным преобразованием (3.61) находим минимальную функцию, выраженную в КНФ, равносильную ДНФ:

$$F = (x + y + \bar{z} + v)(\bar{y} + z + v)(\bar{x} + \bar{z} + v)(\bar{x} + \bar{y} + v).$$

Минимизация функции в ДНФ или КНФ равноправна. *Представление результата минимизации в ДНФ или КНФ зависит от вида функции и состава используемых логических элементов.* Реализация функции в ДНФ требует преимущественного использования логических элементов И (И — НЕ), а в КНФ — логических элементов ИЛИ (ИЛИ — НЕ) (см. § 3.10).

При использовании логических элементов И (И — НЕ) логическую функцию целесообразно представить в виде произведения переменных, а логических элементов ИЛИ (ИЛИ — НЕ) — в виде суммы переменных. *Задачу решают, воспользовавшись правилом двойной инверсии и теоремой де Моргана.* Для рассматриваемой функции соответственно имеем:

$$F = \overline{\overline{xy} \overline{z} \overline{v}}, \quad F = \overline{\overline{x + y + \bar{z} + v} + \overline{y + z + v} + \overline{x + \bar{z} + v} + \overline{x + \bar{y} + v}}.$$

В качестве примеров определим минимальные функции в ДНФ и КНФ, представленные в виде карт Карно для трех переменных (рис. 3.22) и четырех переменных (рис. 3.23).

При нахождении минимальной функции в ДНФ, представленной картой Карно на рис. 3.22, группировочные контуры должны охватывать минтермы крайних столбцов 1 и 4 (первый контур) и минтермы нижней строки (второй контур).

В первой группе минтермов результат не зависит от значений x и z , так как они могут принимать либо состояние «0», либо состояние

		xy			
		00	01	11	10
z	0	1			1
	1	1	1	1	1

Рис. 3.22. Карта Карно функции

		xy			
		00	01	11	10
zv	00	1	1	1	1
	01	1	1	1	1
	11				
	10	1		1	

Рис. 3.23. Карта Карно функции

«1». Переменные x и z можно исключить. В итоге первое слагаемое определяемой минимальной функции равно \bar{y} . Во второй группе минтермов результат не зависит от значений x и y , следовательно, второе слагаемое определяется переменной z . Таким образом, имеем минимальную функцию в ДНФ:

$$F_1 = \bar{y} + z,$$

или

$$F_1 = \overline{y \bar{z}}.$$

Минимальную функцию в КНФ находят из группировки двух пустых клеток карты:

$$\bar{F}_1 = y \cdot \bar{z},$$

откуда

$$F_1 = \bar{y} + z,$$

т. е. дизъюнктивная и конъюнктивная минимальные формы рассмотренной функции совпадают.

Для получения минимальной функции в ДНФ, представленной картой Карно на рис. 3.23, необходимо составить три минимизирующих контура. В первый контур входят нижняя и верхняя клетки крайнего левого столбца, откуда находим первое слагаемое минимальной функции $\bar{x} \bar{y} \bar{v}$. Второй контур состоит из верхней и нижней клеток второго столбца справа, откуда определяем второе слагаемое $xy \bar{v}$. И, наконец, третий контур охватывает две верхние строки карты с результатом \bar{z} . Таким образом, получаем минимальную функцию в ДНФ:

$$F_2 = \bar{x} \bar{y} \bar{v} + xy \bar{v} + \bar{z},$$

или

$$F_2 = \overline{\bar{x} \bar{y} \bar{v} xy \bar{v} z}.$$

Минимальную функцию в КНФ находят из трех контуров, охватывающих пустые клетки:

$$\bar{F}_2 = \bar{x} y z + x \bar{y} z + z v$$

с прямым значением

$$F_2 = (x + \bar{y} + \bar{z})(\bar{x} + y + \bar{z})(\bar{z} + v),$$

или

$$F_2 = \overline{\overline{x + \bar{y} + \bar{z} + x + y + \bar{z} + \bar{z} + v}}.$$

Нахождение логических функций и последующую их минимизацию широко применяют при проектировании логических схем комбинационного типа (см. § 3.15).

§ 3.10. ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ НА ДИОДАХ И БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Логические элементы (узлы) предназначены для выполнения различных логических (функциональных) операций над дискретными сигналами при двоичном способе их представления.

Преимущественное распространение получили логические элементы потенциального типа. В них используются дискретные сигналы, нулевому значению которых соответствует уровень низкого потенциала, а единичному значению — уровень высокого потенциала (отрицательного или положительного). Связь потенциального логического элемента с предыдущим и последующими узлами в системе осуществляется непосредственно, без применения реактивных компонентов. Благодаря этому преимуществу именно потенциальные логические элементы нашли почти исключительное применение в интегральном исполнении в виде микросхем. С позиций использования логических микросхем потенциального типа и проводится далее рассмотрение логических элементов.

Логические биполярные микросхемы чаще выполняют на транзисторах типа $n-p-n$ с напряжением питания $E_k > 0$. Этим объясняется, что используемые здесь сигналы имеют положительную полярность. Уровню высокого положительного потенциала («1») на выходе соответствует закрытое состояние транзистора, а уровню низкого потенциала («0») — его открытое состояние. С этой точки зрения, в частности, и следует понимать действие сигнала на входе логического элемента, имеющего непосредственную связь с другими элементами в конкретной схеме. Для упрощения уровень низкого потенциала сигнала полагаем равным нулю, а процесс перехода транзистора из одного состояния в другое — достаточно быстрым.

Логические интегральные микросхемы являются элементами, на основе которых выполняются схемы цифровой техники.

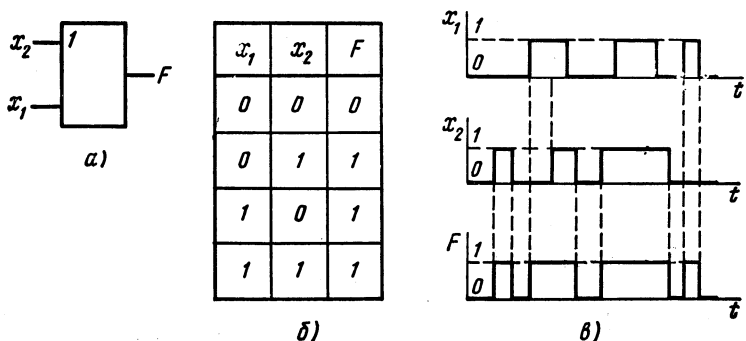


Рис. 3.24. Условное обозначение логического элемента ИЛИ (а), его таблица истинности и временные диаграммы (б, в)

Логический элемент ИЛИ. Логический элемент ИЛИ имеет несколько входов и один общий выход. Его условное обозначение показано на рис. 3.24, а.

Логический элемент ИЛИ выполняет операцию логического сложения (дизъюнкции):

$$F = x_1 + x_2 + x_3 + \dots + x_n, \quad (3.65)$$

где F — функция; $x_1, x_2, x_3, \dots, x_n$ — аргументы (переменные, двоичные сигналы на входах).

Здесь функция $F = 0$, когда все ее аргументы равны нулю, и $F = 1$ при одном, нескольких или всех аргументах, равных единице.

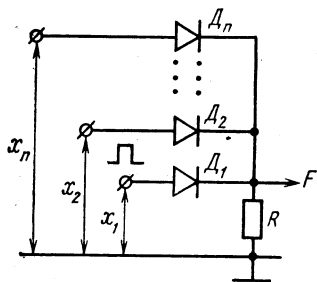


Рис. 3.25. Схема логического элемента ИЛИ на диодах

Работу схемы двухвходового логического элемента ИЛИ иллюстрируют таблица истинности и временные диаграммы, приведенные на рис. 3.24, б, в. Моделью двухвходового элемента ИЛИ может служить схема с двумя параллельно включенными ключами (см. рис. 3.19, а — г). Если оба ключа выключены (аргументы равны нулю), то напряжение на выходе равно нулю и $F = 0$. При одном или двух включенных ключах напряжение на выходе равно E и $F = 1$.

Наиболее просто элемент ИЛИ реализуется на диодах (рис. 3.25). Значение $F = 1$ на выходе создается передачей входного сигнала вследствие отпирания соответствующего диода. К диодам, для которых входной сигнал равен нулю, прикладывается обратное напряжение, и они находятся в закрытом состоянии.

На практике возможны случаи, когда число входов используемого логического элемента ИЛИ превышает количество входных сигналов. Неиспользуемые входы заземляют. Тем самым исключается возможность прохождения помех через элемент ИЛИ от наводок по неиспользуемым входам.

Логический элемент И. Логический элемент И также имеет несколько входов и один выход. Его условное обозначение показано на рис. 3.26, а.

Логический элемент И выполняет операцию логического умножения (конъюнкции):

$$F = x_1 \cdot x_2 \cdot x_3 \dots x_n. \quad (3.66)$$

Здесь функция $F = 0$, когда хотя бы один из ее аргументов равен нулю, и $F = 1$ при всех аргументах, равных единице.

Работу схемы двухвходового логического элемента И иллюстрируют таблица истинности и временные диаграммы, приведенные на рис. 3.26, б, в. Элемент И является схемой совпадения: сигнал «1» на выходе появляется при совпадении сигналов «1» на всех входах. Моделью двухвходового элемента И может служить схема с двумя по-

следовательно включенными ключами и источником питания (см. рис. 3.19, б — в).

Простейшая схема элемента И на диодах приведена на рис. 3.27. Отличие от схемы элемента ИЛИ (см. рис. 3.25) заключается в изменении полярности включения диодов и наличии резистора R_1 , подключенного к шине «+» источника питания.

Схема работает следующим образом. При всех входных сигналах, равных единице, на катодах диодов имеется положительный потен-

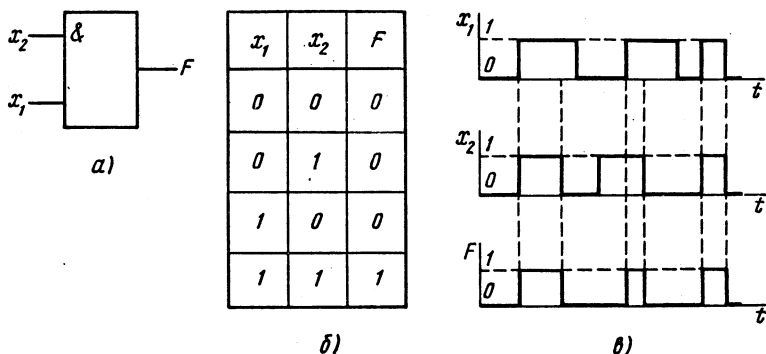


Рис. 3.26. Условное обозначение логического элемента И (а), его таблица истинности и временные диаграммы (б, в)

циал относительно общей точки и все диоды закрыты. На выходе схемы создается напряжение $ER_2/(R_1 + R_2)$, определяющее $F = 1$. При нулевом значении сигнала хотя бы на одном из входов соответствующий диод будет проводить ток и шунтировать резистор R_2 , выполняющий, как и резистор R в схеме рис. 3.25, роль нагрузки. Напряжение на выходе при этом определяется падением напряжения на открытом диоде и близко к нулю ($F = 0$). На рис. 3.27 показан вариант, когда $x_1 = 0$ и проводит ток диод D_1 . Увеличение числа входов с нулевым значением сигнала приводит только к увеличению числа проводящих диодов, а функция F остается равной нулю.

В случае применения логического элемента И, имеющего число входов, большее количества входных сигналов, неиспользуемые входы элемента соединяют с шиной «+» источника питания (подают сигнал логической «1»). Диоды неиспользуемых входов будут находиться в закрытом состоянии. Это уменьшает вероятность прохождения помех на выход элемента И от наводок по неисполь-

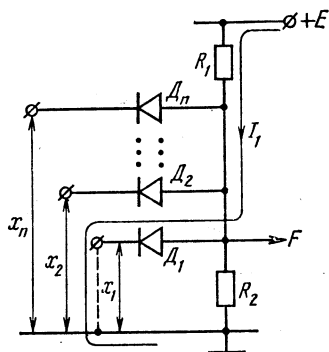


Рис. 3.27. Схема логического элемента И на диодах

зованным входам. Поведение логического элемента будет зависеть от комбинации входных сигналов.

Логический элемент НЕ. Логический элемент НЕ имеет один вход и один выход. Его условное обозначение показано на рис. 3.28, а. Элемент НЕ выполняет операцию инверсии (отри-

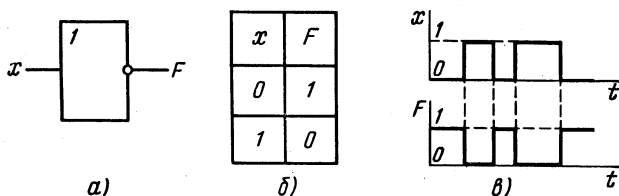


Рис. 3.28. Условное обозначение логического элемента НЕ (а), его таблица истинности и временные диаграммы (б, в)

ца н и я), в связи с чем его часто называют логическим инвертором. Им реализуется функция

$$F = \bar{x}. \quad (3.67)$$

Сигналу $x = 0$ на входе соответствует $F = 1$ и, наоборот, при $x = 1$ $F = 0$.

Работу схемы логического элемента НЕ иллюстрируют таблица истинности и временные диаграммы, приведенные на рис. 3.28, б, в.

Логический элемент НЕ представляет собой ключевую схему на транзисторе (рис. 3.29), анализ которой был дан в § 3.2. При $x = 0$ ($U_{вх} = 0$) транзистор закрыт, напряжение $U_{кэ} \approx E_k$, т. е. $F = 1$. При $x = 1$ ($U_{вх} = U_{вхотп}$) транзистор открыт, напряжение $U_{кэ} = \Delta U_{кэоткр} \approx 0$, т. е. $F = 0$. Открытое состояние транзистора обеспечивается заданием тока базы, вводящего транзистор в режим насыщения.

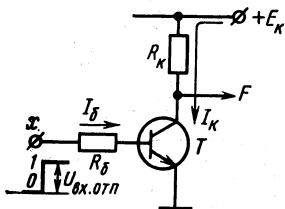


Рис. 3.29. Схема логического элемента НЕ

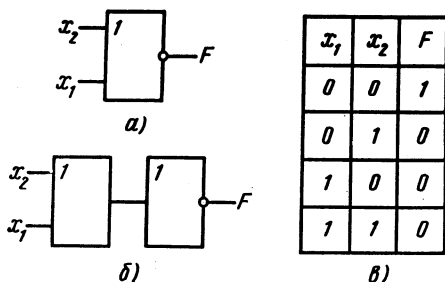


Рис. 3.30. Условное обозначение логического элемента ИЛИ — НЕ (а), его функциональный эквивалент (б) и таблица истинности (в)

Логический элемент ИЛИ — НЕ. Условное обозначение логического элемента ИЛИ — НЕ показано на рис. 3.30, *а*. Он объединяет элементы ИЛИ и НЕ с очередностью проведения операций, показанной на рис. 3.30, *б*. В связи с этим входным сигналам, равным единице, соответствует логический «0» на выходе, а при нулевых сигналах на всех входах $F = 1$. Для двухвходового элемента ИЛИ — НЕ указанное иллюстрирует таблица истинности, приведенная на рис. 3.30, *в*. Функциональная операция, выполняемая элементом ИЛИ — НЕ при n входах, определяется выражением

$$F = x_1 + x_2 + x_3 + \dots + x_n. \quad (3.68)$$

На рис. 3.31, *а* приведена схема логического элемента ИЛИ — НЕ, представляющая собой последовательное соединение элемента ИЛИ на диодах и элемента НЕ. Логические схемы подобного сочетания определяют, в частности, класс элементов так называемой диодно-транзисторной логики (ДТЛ). Принцип действия элемента ясен из диаграмм рис. 3.31, *б*, где показаны сигналы x_1 и x_2 на входах, сигнал y на выходе элемента ИЛИ и выходная функция F .

Логический элемент И — НЕ. Условное обозначение логического элемента И — НЕ показано на рис. 3.32, *а*. Ему эквивалентна структурная схема, показанная на рис. 3.32, *б*. Логической «1» на всех информационных входах соответствует логический «0» на выходе элемента. При логическом «0» на одном из входов создается логическая «1» на выходе. Для двухвходового элемента И — НЕ сказанное отражено в таблице истинности на рис. 3.32, *в*. Логическая функция элемента И — НЕ при n входах отвечает выражению

$$F = \overline{x_1 \cdot x_2 \cdot x_3 \dots x_n}. \quad (3.69)$$

На рис. 3.33, *а* приведена схема логического элемента И — НЕ ДТЛ. Принцип

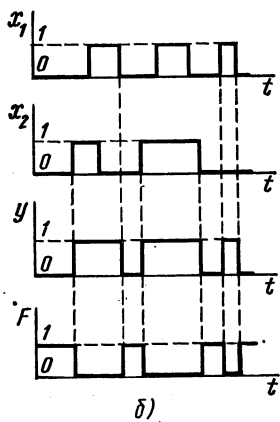
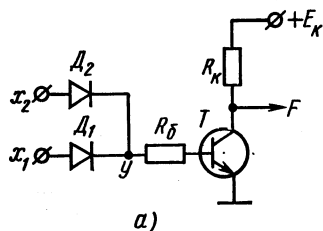
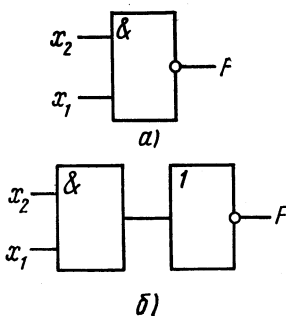


Рис. 3.31. Схема логического элемента ИЛИ — НЕ ДТЛ (*а*) и его временные диаграммы (*б*)



x_1	x_2	F
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Рис. 3.32. Условное обозначение логического элемента И — НЕ (*а*), его функциональный эквивалент (*б*) и таблица истинности (*в*)

действия элемента иллюстрируют временные диаграммы рис. 3.33, б. При логических «1» на обоих входах диоды D_1 , D_2 закрыты. В схеме образуется цепь $+E_K - R_6 - D' - D''$, которая обеспечивает протекание тока базы $I_6 \approx E_K/R_6$ транзистора. Транзистор открыт и насыщен, $F = 0$.

При логическом «0» на одном из входов (например, x_1) открывается диод этого входа (D_1). Образуется цепь, в которой ток резистора

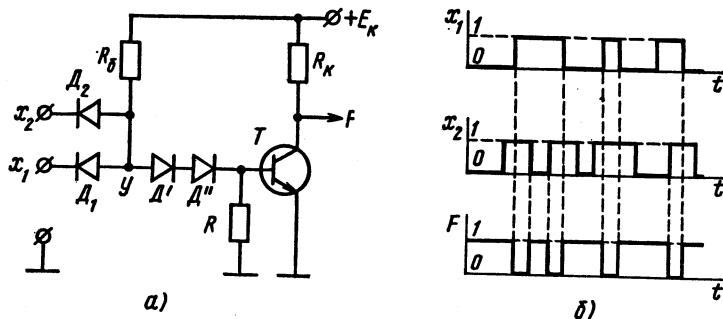


Рис. 3.33. Схема логического элемента И — НЕ ДТЛ (а) и его временные диаграммы (б)

R_6 (рис. 3.33, а) протекает через открытый диод (D_1) и источник сигнала логического «0» (x_1). При этом цепь $D' - D''$ — эмиттерный переход транзистора — оказывается шунтированной цепью с проводящим диодом. Ток базы транзистора равен нулю, транзистор закрыт, $F = 1$.

Поскольку напряжение на открытом диоде входной цепи, а также напряжение входа логического «0» реально больше нуля, точка y на рис. 3.33, а имеет некоторый положительный потенциал относительно эмиттера транзистора. В отсутствие диодов D' , D'' это могло бы привести к отпираанию транзистора. При их введении напряжение между точкой y и эмиттером транзистора будет приложено к диодам, а напряжение $U_{6э}$ транзистора близко к нулю.

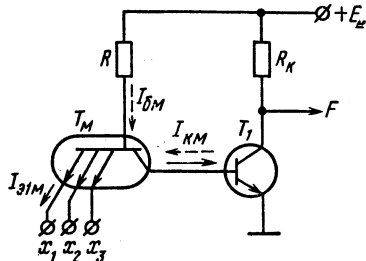


Рис. 3.34. Схема логического элемента И — НЕ ТТЛ

На рис. 3.34 приведена другая схема элемента И—НЕ, реализованная на транзисторах. Схемы такого типа образуют класс элементов так называемой транзисторно-транзисторной логики (ТТЛ).

Основой этого класса элементов является использование многоэмиттерного транзистора T_m . Функция многоэмиттерного транзистора сво-

дится к замене диодной части схемы элемента И — НЕ (см. рис. 3.33, а). Подобная замена технологически выгодна, поскольку изготовление многоэмиттерного транзистора в микросхемах не намного сложнее, чем изготовление обычного транзистора, а площадь, занимаемая многоэмиттерным транзистором в кристалле полупроводника, меньше диодной части элемента И — НЕ ДТЛ. От обычного транзистора многоэмиттерный транзистор отличается наличием нескольких (например, трех) эмиттерных областей с общими для всего транзистора базовым и коллекторным слоями.

При комбинации входных сигналов, когда на одном из входов (например x_1) действует нулевое напряжение ($x_1 = 0$), ток через резистор R замыкается по цепи эмиттера этого входа. В базу транзистора T_1 ток эмиттера $I_{эм}$ не ответвляется, так как для направления тока $I_{км}$ (указано на рис. 3.34 пунктирной стрелкой) сопротивление база — эмиттер транзистора T_1 довольно велико. Транзистор T_1 закрыт. Сигнал на выходе $F = 1$. Так будет и при нулевом сигнале на большем числе входов элемента.

При наличии на всех входах логической «1» (напряжений, близких к E_k) все эмиттерные переходы транзистора T_m будут находиться под обратным напряжением, а коллекторный переход — под прямым. Ток $I_{бм}$ будет обуславливать ток $I_{км}$, направление которого показано на рис. 3.34 сплошной стрелкой. Транзистор T_1 будет открыт, его сигнал $F = 0$. Таким образом, схема рис. 3.34 выполняет логическую операцию И — НЕ.

Наличие усилительного элемента — транзистора — в логических микросхемах ИЛИ — НЕ и И — НЕ классов ДТЛ и ТТЛ определяет такое их важное преимущество, как сохранение неизменного уровня напряжения, соответствующего логической «1», в процессе передачи сигнала при их последовательном соединении. В связи с этим указанные элементы, а также элемент НЕ являются базовыми в микротехнике. В общем корпусе выпускаемых микросхем обычно содержится несколько элементов одного типа.

Комбинированные логические элементы. Существуют логические элементы в микросхемном исполнении, представляющие комбинацию ранее рассмотренных элементов и позволяющие осуществлять более сложные логические операции. Некоторые из таких элементов и реализуемые ими функции показаны на рис. 3.35.

На рис. 3.35, а приведен элемент 2И — ИЛИ — НЕ. Выполняемая им логическая операция поясняется функциональной схемой рис. 3.35, б. На рис. 3.35, в представлен элемент 2И — ИЛИ с инверсными входами по И, а его функциональный эквивалент изображен на рис. 3.35, г.

Параметры логических элементов. К основным параметрам логических элементов (логических микросхем) относятся функциональные возможности элемента, быстродействие, потребляемая мощность и помехоустойчивость.

Функциональные возможности логического элемента определяются коэффициентом разветвления n по выходу и коэффициентом объединения m по

входу. Под коэффициентом разветвления n логического элемента понимают количество входов аналогичных элементов, которое может быть подключено к его выходу, а под коэффициентом объединения m — число входов, которое может иметь элемент. Иными словами, коэффициент n характеризует нагрузочную способность микросхем.

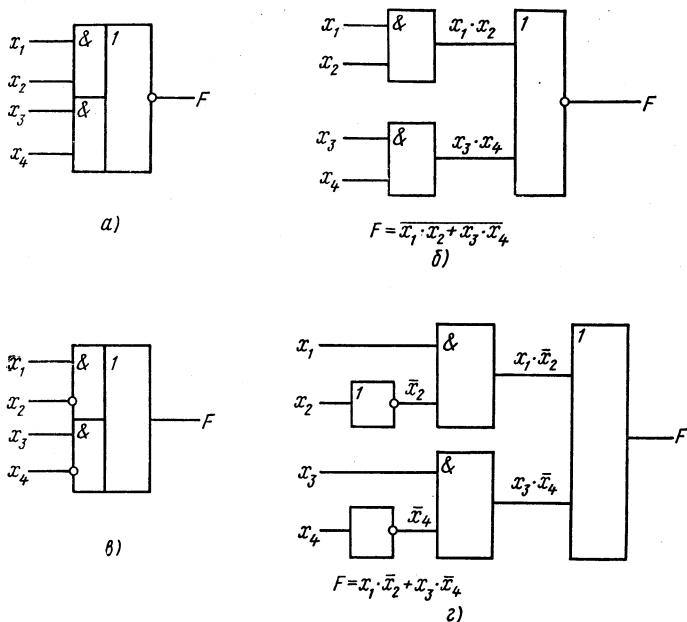


Рис. 3.35. Схема логического элемента 2И — ИЛИ — НЕ(а) и его функциональный эквивалент (б), схема логического элемента 2И — ИЛИ (в) и его функциональный эквивалент (г)

Чем выше коэффициенты n и m , тем меньшее количество микросхем потребуется для создания конкретного устройства. Препятствием к увеличению коэффициента n является ухудшение других показателей элемента (помехоустойчивости, быстродействия) или нарушение нормального режима его работы.

Нагрузочная способность активного логического элемента существенно зависит от типа используемого в нем выходного транзисторного каскада (инвертора). Как правило, для большинства типов интегральных микросхем коэффициент n не превышает 4—10. Для увеличения нагрузочной способности к выходу элемента в случае необходимости подключают так называемый буферный усилитель с мощным многотранзисторным инвертором, позволяющим получить $n = 20 \div 50$. Буферный усилитель входит в состав серии интегральных микросхем.

В существующих сериях интегральных микросхем основные логические элементы (ИЛИ — НЕ, И — НЕ) выполняются, как правило,

с небольшим числом входов ($m = 2 \div 6$). С целью увеличения коэффициента m применяют схему логического расширителя, подключение которой к основным элементам ИЛИ — НЕ, И — НЕ позволяет увеличить коэффициент m до 10 и более. Функцию логического расширителя в схемах, например И — НЕ ДТЛ, выполняют дополнительные диоды, подключаемые параллельно основным диодам элемента (см. рис. 3.33, а).

Быстродействие характеризует время реакции логического элемента на изменение сигналов на входах.

Показателем быстродействия логических микросхем является среднее время задержки прохождения сигнала через элемент:

$$t_{3.c} = (t_s^+ + t_s^-)/2, \quad (3.70)$$

где t_s^+ — задержка переключения из состояния «0» в состояние «1»; t_s^- — задержка переключения из состояния «1» в состояние «0».

Логические микросхемы подразделяются на сверхбыстродействующие ($t_{3.c} < 0,01$ мкс), быстродействующие ($t_{3.c} \leq 0,01 \div 0,03$ мкс), среднего быстродействия ($t_{3.c} \leq 0,03 \div 0,3$ мкс), низкого быстродействия ($t_{3.c} \geq 0,3$ мкс).

Существенным параметром логических элементов является также потребляемая мощность от источника питания $+E_k$. В зависимости от типа (серии) мощность, потребляемая логической микросхемой, составляет 250 мВт — 1 мВт. Ее обычно определяют по средней мощности, потребляемой элементом в состояниях «0» и «1». Потребляемая мощность связана с быстродействием микросхем. В частности, микросхемы, потребляющие большую мощность, отличаются, как правило, и высоким быстродействием.

Снижение потребляемой мощности при сохранении высокого быстродействия является одной из важнейших задач микроэлектроники. Имеются два пути ее решения. Первый путь предполагает снижение мощности за счет уменьшения токов и напряжений питания. По такому пути идет развитие микросхем на биполярных транзисторах. Второй путь связан с созданием логических элементов, потребляющих мощность только в режиме переключения и не потребляющих ее в статических состояниях («0», «1»). Такие элементы основываются на применении дополняющих МДП-транзисторов (см. § 3.11).

Помехоустойчивость характеризует меру невосприимчивости логических элементов к изменению своих состояний под воздействием напряжения помех. Помехи, действующие на входе логической микросхемы, подразделяются на статические и импульсные (статическая и импульсная помехоустойчивость). Статическими называют помехи, напряжение которых остается постоянным в течение времени, значительно превышающего длительность переходных процессов в схеме. Причиной их появления являются падения напряжения в проводниках, соединяющих микросхемы в устройстве. Статическая помехоустойчивость характеризуется максимальным напряжением помехи $U_{п.стат.}$, которое может быть подано на вход логического элемента, не вызывая при этом его ложного срабатывания.

Импульсные помехи обуславливаются различными наводками от соседних работающих установок. По аналогии со статической помехоустойчивостью импульсная помехоустойчивость характеризуется напряжением импульса $U_{п.и.}$, величина которого зависит от формы и длительности импульса.

К действию помех наиболее чувствительны микросхемы, имеющие низкий перепад логических уровней. На помехоустойчивость оказывают влияние вид схемы, режим работы транзисторов, напряжение источников питания и т. д.

Для уменьшения влияния помех необходимо рационально компоновать корпуса микросхем на печатных платах, осуществлять соответствующие развязки по целям напряжений питания, а в некоторых случаях экранировать цепи связи между элементами или отдельные блоки.

§ 3.11. ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Из полевых транзисторов наибольшее применение при создании логических элементов получили МДП-транзисторы с индуцированным каналом. Это объясняется одинаковой полярностью напряжений, требуемых для управления ($U_{зи}$) и питания ($U_{с.и.}$) этих транзисторов, и, следовательно, простым решением задачи последовательного соединения элементов на их основе.

Логические элементы на МДП-транзисторах обладают рядом существенных преимуществ по сравнению с элементами на биполярных транзисторах. Благодаря высокому входному сопротивлению МДП-транзисторов логические элементы на их основе обладают высокой нагрузочной способностью ($n > 10 \div 20$).

Технология получения МДП-транзистора проще, чем биполярного. К тому же в качестве пассивного элемента — резистора — здесь используют сопротивление проводящего канала МДП-транзистора. Это позволяет выполнять логические МДП-микросхемы на базе только транзисторных структур, что еще более упрощает и удешевляет их технологию по сравнению со схемами на биполярных транзисторах.

В кристалле полупроводника МДП-транзистор занимает меньше места, чем биполярный. Поэтому МДП-транзисторы позволяют создавать микросхемы с высокой степенью интеграции для решения более сложных функциональных задач.

К числу преимуществ логических микросхем на МДП-транзисторах следует отнести также возможность создания элементов с низкой (менее 1 мкВт) потребляемой мощностью. Недостатком этих микросхем является меньшее быстродействие по сравнению со схемами на биполярных транзисторах.

Логический элемент НЕ. Логический элемент НЕ — инвертор (рис. 3.36, а) — представляет собой, как известно, схему каскада с ключевым режимом работы транзистора. В интегральных микросхемах на МДП-транзисторах функцию нагрузки выполняет также

МДП-транзистор. На рис. 3.36, б — г приведены схемы элемента НЕ на МДП-транзисторах, нашедшие наибольшее практическое применение. Транзистор T_y в схемах является управляющим, а транзистор T_n — нагрузочным.

Схемы рис. 3.36, б, в выполнены на МДП-транзисторах с индуцированным каналом p -типа. В схеме рис. 3.36, г применены транзистор T_y с индуцированным каналом p -типа и транзистор T_n с индуцированным каналом n -типа (схема на дополнительных МДП-транзисторах). Напряжение питания схем имеет отрицательную полярность, в связи с чем состоянию логической «1» ($F = 1$) здесь соответствует отрицательный потенциал выходной шины («отрицательная логика»). Логическому «0» отвечает близкое к нулю выходное напряжение. Аналогично характеризуется и сигнал, обуславливающий управление схемой. Укажем параметры сигнала, управляющего МДП-транзистором с каналом p -типа. Чтобы транзистор был закрыт, напряжение $U_{зи}$ должно быть меньше порогового напряжения $U_{пор}$. При этом через транзистор протекает небольшой остаточный ток.

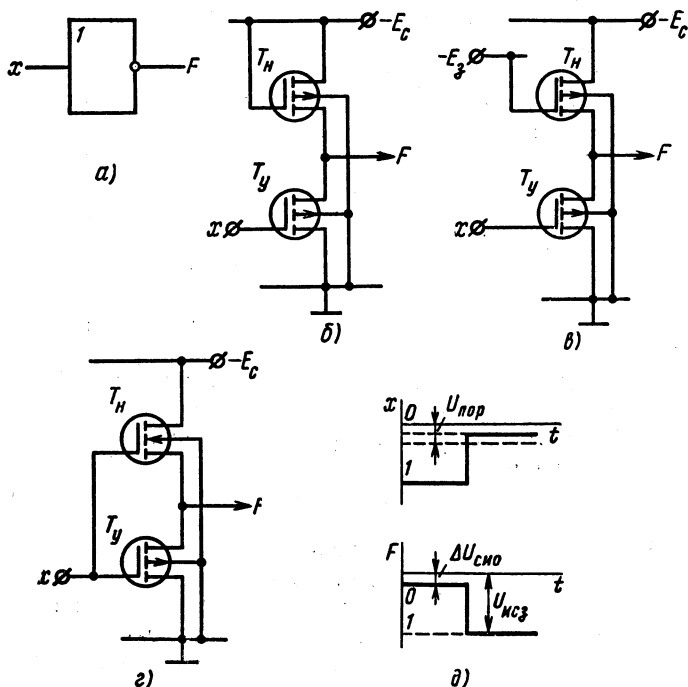


Рис. 3.36. Условное обозначение логического элемента НЕ (а); схема логического элемента НЕ на однотипных МДП-транзисторах (б); схема логического элемента НЕ на однотипных МДП-транзисторах с дополнительным источником питания (в); схема логического элемента НЕ на дополнительных МДП-транзисторах (г) и его временные диаграммы (д)

Для отпираания транзистора к нему прикладывают напряжение $U_{\text{зи}}$ отрицательной полярности, превышающее $U_{\text{пор}}$.

Рассмотрим принцип действия схемы рис. 3.36, б. При $x = 1$ входное напряжение (рис. 3.36, д) превышает пороговое и транзистор T_y открыт. Падение напряжения $\Delta U_{\text{си}0}$ транзистора T_y мало. Транзистор T_n также открыт, так как между его затвором и истоком прикладывается напряжение $E_c - \Delta U_{\text{си}0}$, превышающее пороговое напряжение.

Величина $\Delta U_{\text{си}0}$, характеризующая состояние логического «0» в схеме, определяется соотношением сопротивлений каналов $R_{\text{к}y}$, $R_{\text{к}n}$ проводящих транзисторов:

$$\Delta U_{\text{си}0} = E_c \frac{R_{\text{к}y}}{R_{\text{к}y} + R_{\text{к}n}}. \quad (3.71)$$

Поскольку напряжение $\Delta U_{\text{си}0}$ должно быть малым, необходимо, чтобы $R_{\text{к}y} \ll R_{\text{к}n}$. Указанное условие выполняется благодаря особенностям изготовления обоих транзисторов. Технологию микросхемы выбирают так, чтобы получить в транзисторе T_n более узкий и длинный канал, чем в транзисторе T_y .

При $x = 0$ (рис. 3.36, д) напряжение входного сигнала меньше порогового напряжения $U_{\text{пор}}$ транзистора T_y и транзистор T_y закрыт. Через оба транзистора протекает небольшой ток, определяемый закрытым транзистором T_y . При этом транзистор T_n работает на границе его отпираания с напряжением $U_{\text{зи}} = U_{\text{пор}}$. Логической «1» на выходе схемы соответствует напряжение $U_{\text{си}3}$ транзистора T_y , равное $E_c - U_{\text{пор}}$. Если бы транзистор T_n был также закрыт, то ввиду большего сопротивления его канала логическая «1» характеризовалась бы малым выходным напряжением.

Таким образом, особенность рассмотренной схемы заключается в том, что при ее переходе из режима логического «0» в режим логической «1» транзистор T_n переходит из открытого в «предзакрытое» состояние.

Схема рис. 3.36, в представляет собой улучшенный вариант предыдущей схемы. Усовершенствование направлено на повышение уровня напряжения логической «1» до значения, близкого к $-E_c$. Задача решается подключением затвора транзистора T_n к дополнительному источнику питания $|E_3| > |E_c|$, благодаря чему открытое состояние транзистора T_n распространяется и на режим логической «1».

Как и в предыдущей схеме, уровень логического «0» определяется разливием в сопротивлениях каналов проводящих транзисторов. В режиме логической «1» транзистор T_y закрыт, а транзистор T_n открыт, поскольку напряжение E_3 на его затворе превышает по абсолютному значению напряжение стока E_c на величину, большую порогового напряжения транзистора T_n (примерно на ту же величину напряжение на затворе будет превышать и напряжение истока транзистора T_n). Ток в цепи мал и определяется остаточным током закрытого транзистора T_y . Однако ввиду того что транзистор T_n открыт и сопротивление его канала мало, к транзистору T_y прикладывается напряжение, близкое к $-E_c$.

Обе рассмотренные схемы характеризуются потреблением тока от источника питания — E_c в режиме логического «0» ($x = 1$), так же как и у элемента НЕ на биполярном транзисторе. Этим режимом, по существу, и определяется мощность, потребляемая такими схемами в процессе их работы.

Потребляемую мощность можно сократить до минимума, если обеспечить управление транзисторами T_y , T_n , при котором открытому состоянию одного транзистора соответствует закрытое состояние другого. По такому принципу работает схема НЕ на дополняющих МДП-транзисторах (комплементарная МДП-структура) (рис. 3.36, а). В этой схеме в качестве T_y использован транзистор с каналом p -типа, а в качестве T_n — транзистор с каналом n -типа. При обратном сочетании транзисторов схема потребует напряжения питания положительной полярности.

Принцип действия схемы на рис. 3.36, а заключается в следующем. При $x = 1$ транзистор T_y открыт, так как для него $|U_{зи}| > |U_{пор}|$; транзистор T_n закрыт, поскольку для этого транзистора $U_{зи} < 0$. Вследствие высокого сопротивления канала закрытого транзистора T_n и низкого сопротивления канала открытого транзистора T_y напряжение на выходе близко к нулю ($F = 0$). Ток, протекающий через структуру, достаточно мал.

При $x = 0$ транзистор T_y закрыт, так как для него $|U_{зи}| < |U_{пор}|$, а транзистор T_n открыт, поскольку $U_{зи} > U_{пор} > 0$. Сопротивление канала транзистора T_y велико, а сопротивление канала транзистора T_n мало, в связи с чем ток здесь также весьма мал, а выходное напряжение близко к $-E_c$ ($F = 1$).

Мощность, потребляемая схемой, не превышает единиц микроватт, причем ее рассчитывают, исходя не из статического режима работы, а из динамического. Это объясняется тем, что мощность потребляется схемой от источника главным образом на этапах ее переключения.

Логические элементы ИЛИ — НЕ, И — НЕ. Логический элемент ИЛИ — НЕ на МДП-транзисторах с однотипными каналами проводимости получают заменой в элементе НЕ (рис. 3.36, в) одного управляющего транзистора группой из n управляющих транзисторов (рис. 3.37, а). Число входов элемента определяется числом параллельно включенных транзисторов.

Все транзисторы схемы создаются на общей полупроводниковой подложке с общим потенциалом. Общий вывод подложки объединяют с точкой «земля» схемы.

При наличии логической «1» хотя бы на одном из входов схемы рис. 3.37, а один из управляющих транзисторов открыт и на выходе присутствует логический «0». Уровню логической «1» по входу и выходу соответствует потенциал, близкий к $-E_c$, превышающий пороговое напряжение транзисторов; уровню логического «0» — потенциал, близкий к нулю, меньший $U_{пор}$.

Схема элемента И — НЕ на однотипных МДП-транзисторах показана на рис. 3.37, б. Она содержит общий нагрузочный транзистор T_n и группу из n последовательно включенных управляющих тран-

зисторов. На выходе схемы будет действовать сигнал логического «0» только при всех одновременно открытых управляющих транзисторах ($x_1 = x_2 = \dots = x_n = 1$).

Схемы элементов ИЛИ — НЕ, И — НЕ на дополняющих МДП-транзисторах (комплементарных МДП-структурах) получают путем последовательного соединения группы транзисторов одного типа и

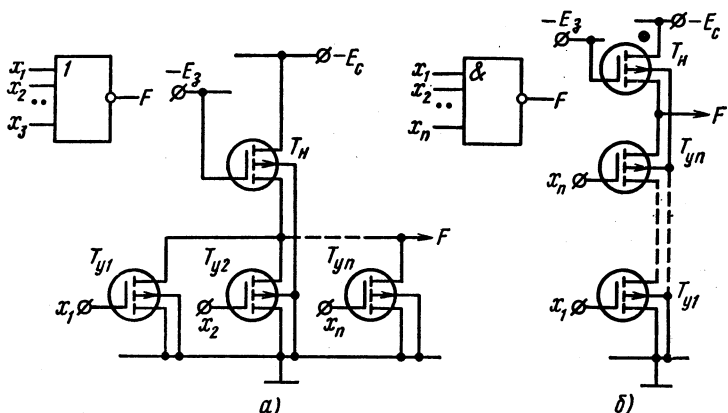


Рис. 3.37. Схемы логических элементов ИЛИ — НЕ (а) и И — НЕ (б) на одностипных МДП-транзисторах

параллельного соединения группы транзисторов другого типа (рис. 3.38, а, б). Тем самым сохраняется описанная специфика работы транзисторов в элементарной комплементарной МДП-структуре.

В схеме логического элемента ИЛИ — НЕ (рис. 3.38, а) последовательно соединяют нагрузочные, а параллельно — управляющие транзисторы. Управляющие транзисторы образуют нижнее плечо

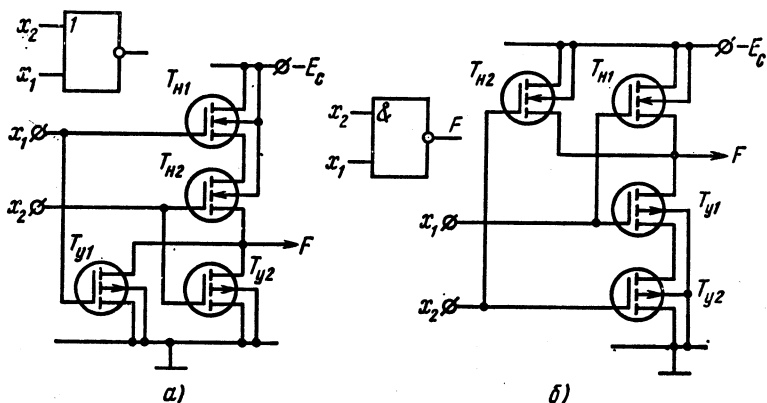


Рис. 3.38. Схемы логических элементов ИЛИ — НЕ (а) и И — НЕ (б) на дополняющих МДП-транзисторах

делителя, с которого снимается выходное напряжение, а нагрузочные транзисторы — верхнее плечо делителя. Проводящему состоянию нижнего плеча соответствует непроводящее состояние верхнего плеча, и наоборот. Например, при $x_1 = 1$ и $x_2 = 0$ нижнее плечо проводит ток ввиду открытого состояния транзистора T_{y1} ($F = 0$), а верхнее плечо не проводит тока вследствие закрытого состояния транзистора T_{n1} . При $x_1 = x_2 = 0$ транзисторы T_{y1} и T_{y2} закрыты, а транзисторы T_{n1} , T_{n2} открыты ($F = 1$).

В схеме рис. 3.38, б нагрузочные транзисторы включены параллельно, а управляющие — последовательно, что соответствует построению схемы И — НЕ. При $x_1 = 1$ и $x_2 = 0$ транзисторы T_{y1} и T_{n2} открыты, а транзисторы T_{n1} и T_{y2} закрыты ($F = 1$). При $x_1 = x_2 = 1$ транзисторы T_{y1} и T_{y2} открыты, а транзисторы T_{n1} и T_{n2} закрыты ($F = 0$).

Подобным образом реализуются логические элементы на комбинентарных МДП-структурах и на большее число входов.

§ 3.12. ТРИГГЕРЫ

В импульсной и цифровой технике широко используются функциональные узлы, способные сохранять двоичную информацию (состояния «0», «1») после окончания действия входных импульсов. Такие функциональные узлы называют т р и г г е р а м и.

Указанное свойство триггера обусловлено тем, что факторами, воздействующими на его состояния, являются не только внешние управляющие сигналы, но и сигналы самого триггера (сигналы обратной связи).

В интегральной микросхемотехнике триггеры выполняют либо на основе логических интегральных элементов, либо как законченный функциональный элемент в виде микросхемы.

Интегральные триггеры характеризуются большим разнообразием. Их отличают функциональный признак, определяющий поведение триггера при воздействии сигнала управления, а также используемый способ управления. По функциональному признаку различают триггеры типов R - S , D , T , J - K и др. По способу управления триггеры подразделяют на асинхронные и тактируемые. В асинхронных триггерах переключение из одного состояния в другое осуществляется непосредственно с поступлением сигнала на информационный вход. В тактируемых триггерах помимо информационных входов имеется вход тактовых импульсов. Их переключение производится только при наличии разрешающего, тактирующего импульса.

Триггеры применяют при построении более сложных функциональных устройств (см. § 3.13, 3.14): счетчиков импульсов, регистров и т. д.

R - S -триггеры. В зависимости от способа управления различают асинхронные и тактируемые R - S -триггеры.

Асинхронные R - S -триггеры являются простейшими, однако они получили широкое распространение в импульсной

и цифровой технике. В частности, они служат основой триггеров других типов и требуют для своего построения два двухвходовых логических элемента типа И — НЕ или ИЛИ — НЕ.

На рис. 3.39, а приведена структурная схема асинхронного триггера на логических элементах И — НЕ. Схема имеет два выхода: Q — прямой, \bar{Q} — инверсный.

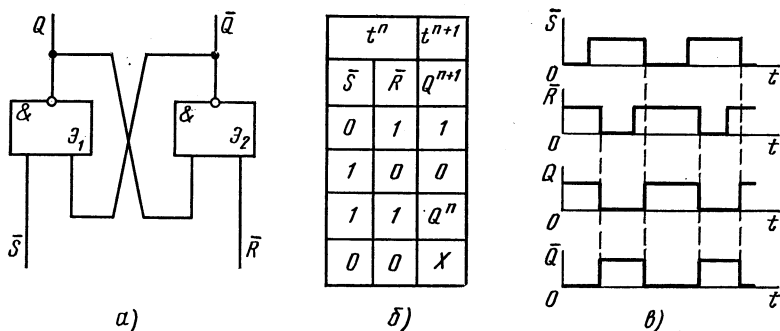


Рис. 3.39. Структурная схема асинхронного R - S -триггера на логических элементах И — НЕ (а), его таблица переходов (б) и временные диаграммы (в)

Асинхронный R - S -триггер, как и триггер любого другого типа, характеризуется двумя состояниями: логической «1» и логического «0». Состоянию логической «1» соответствует $Q = 1$, $\bar{Q} = 0$; состоянию логического «0» — $Q = 0$, $\bar{Q} = 1$.

По информационному входу \bar{S} производится установка триггера в состояние логической «1», а по информационному входу \bar{R} — установка (перевод) триггера в исходное состояние логического «0». Этому соответствуют сокращенные обозначения входов и название триггера: S — set (установка), R — reset (возвращение в исходное состояние).

Принцип действия триггера определяется поведением в нем элементов И — НЕ. Он иллюстрируется таблицей переходов триггера (рис. 3.39, б), где указаны значения входных сигналов \bar{S} и \bar{R} в некоторый момент времени t^n и состояние триггера (по значению его прямого выхода) в следующий момент времени t^{n+1} после прихода очередных импульсов.

При $\bar{S} = 0$ и $\bar{R} = 1$ подтверждается предшествующее состояние, если триггер находился в состоянии логической «1» ($Q = 1$, $\bar{Q} = 0$), и переход его в состояние «1», если триггер до этого находился в состоянии «0» (первая строка сверху в таблице на рис. 3.39, б). Пусть $Q = 1$, $\bar{Q} = 0$. Если $\bar{S} = 0$, то независимо от значения сигнала на втором входе элемента \mathcal{E}_1 И — НЕ $Q = 1$ (см. рис. 3.32, в). На обоих входах элемента \mathcal{E}_2 присутствуют логические «1». Это обеспечивает $\bar{Q} = 0$. При $Q = 0$ и $\bar{Q} = 1$ сигнал $\bar{S} = 0$ вызывает переключение элемента

\mathcal{E}_1 в состояние логической «1» и соответственно элемента, \mathcal{E}_2 в состояние логического «0» вследствие появления и на его левом входе логической «1».

При противоположном соотношении сигналов ($\bar{S} = 1, \bar{R} = 0$) происходит либо подтверждение нулевого состояния триггера ($Q = 0, \bar{Q} = 1$), либо его переключение из состояния «1» в состояние «0» (вторая строка сверху в таблице переходов). Положение доказывается аналогичным образом.

Значениям сигналов на входе $\bar{S} = \bar{R} = 1$ соответствует сохранение триггером предыдущего состояния (третья строка сверху в таблице переходов). Пусть до появления такой комбинации сигналов на входах в триггере была записана логическая «1» ($Q = 1, \bar{Q} = 0$). При наличии $\bar{S} = \bar{R} = 1$ имеем на обоих входах элемента \mathcal{E}_2 по логической «1». Это обуславливает $\bar{Q} = 0$. На правом входе элемента \mathcal{E}_1 будет логический «0», что дает $Q = 1$.

При комбинации $\bar{S} = \bar{R} = 0$ (последняя строка снизу в таблице переходов) один из входов обоих элементов И — НЕ имеет логический «0». Согласно рис. 3.32, в, $Q = \bar{Q} = 1$. Такие значения выходных сигналов триггера не соответствуют ни его состоянию «1» ($Q = 1, \bar{Q} = 0$), ни его состоянию «0» ($Q = 0, \bar{Q} = 1$). Триггер принимает неопределенное состояние. По указанной причине комбинация сигналов на входе $\bar{S} = \bar{R} = 0$ для асинхронного R-S-триггера на элементах И — НЕ является запрещенной. Рассмотренной схеме триггера соответствуют временные диаграммы, приведенные на рис. 3.39, в. Они построены с учетом таблицы переходов, приведенной на рис. 3.39, б.

На рис. 3.40, а показана структурная схема асинхронного R-S-триггера на двухвходовых логических элементах ИЛИ — НЕ. В отличие от предыдущей схемы триггер управляется не инверсными, а прямыми значениями входных сигналов. Работу схемы иллюстрирует таблица переходов, приведенная на рис. 3.40, б.

Состояние логической «1» ($Q = 1$) триггер принимает при $S = 1$,

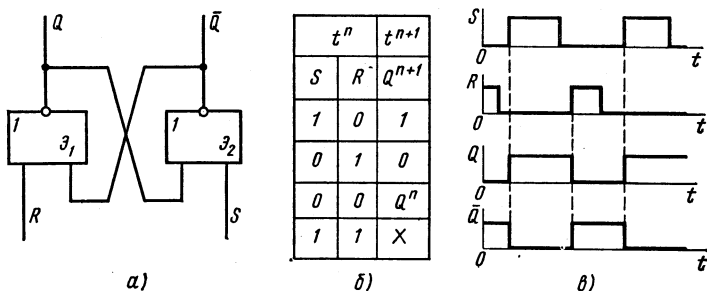


Рис. 3.40. Структурная схема асинхронного R-S-триггера на логических элементах ИЛИ — НЕ (а), его таблица переходов (б) и временные диаграммы (в)

$R = 0$. Если до этой комбинации сигналов на входах триггер находился в состоянии логического «0», то при ее наступлении в триггере записывается логическая «1». Состояние «1» триггера сохраняется, если он находился раньше в этом состоянии. Действительно, при $S = 1$ для элемента \mathcal{E}_2 ИЛИ — НЕ независимо от сигнала на втором входе $\bar{Q} = 0$ (см. рис. 3.30, в). Тогда для элемента \mathcal{E}_1 на обоих входах будут логические «0», что сбрасывает $Q = 1$ (см. рис. 3.30, в).

Аналогично можно показать, что при обратной комбинации входных сигналов ($S = 0, R = 1$) триггер устанавливается в состояние логического «0» ($Q = 0$).

При $S = R = 0$ в триггере сохраняется предшествующее состояние («0» или «1»). Например, при $Q = 0$ на обоих входах элемента \mathcal{E}_2 присутствуют логические «0», что дает $\bar{Q} = 1$. Сигнал на правом входе элемента \mathcal{E}_1 равен единице, вследствие чего (см. рис. 3.30, в) в триггере поддерживается состояние $Q = 0$.

Комбинация $S = R = 1$ для схемы триггера на элементах ИЛИ — НЕ является запрещенной ввиду неопределенности его состояния. Для этой комбинации $Q = \bar{Q} = 0$. Схеме триггера соответствуют временные диаграммы, приведенные на рис. 3.40, в.

Из двух рассмотренных схем асинхронных R - S -триггеров триггер на логических элементах И — НЕ (см. рис. 3.39, а) нашел большее применение ввиду большей распространенности этих элементов в сериях интегральных микросхем.

На рис. 3.41, а приведена структурная схема тактируемого R - S -триггера на элементах И — НЕ. Переключения в тактируемом триггере возможны, как отмечалось, лишь при наличии разрешающего сигнала (импульса тактов), подаваемого на вход T . Эта особенность схемы связана с применением на входах асинхронного R - S -триггера двух управляющих элементов И — НЕ ($\mathcal{E}_3, \mathcal{E}_4$). Принцип действия схемы иллюстрируют временные диаграммы, приведенные на рис. 3.41, б.

При нулевых значениях сигналов на всех трех входах ($S = R = T = 0$) на выходах элементов $\mathcal{E}_3, \mathcal{E}_4$ действует логическая «1». Состояние R - S -триггера на элементах $\mathcal{E}_1, \mathcal{E}_2$ остается без изменения (интервал времени $t_0 - t_1$); на рис. 3.41, б принято за нулевое. Состояние триггера сохраняется и при $S = 1, R = T = 0$ (интервал времени $t_1 - t_2$). В момент времени t_2 сигналы логической «1» совпадают по входам S и T ($S = T = 1, R = 0$). На выходе элемента \mathcal{E}_3 действует логический «0», а на выходе элемента \mathcal{E}_4 — логическая «1», что приводит к переключению триггера на элементах $\mathcal{E}_1, \mathcal{E}_2$ в состояние «1».

Очередное переключение триггера возможно лишь в момент времени t_4 , когда $R = T = 1, S = 0$, а также в момент времени t_5 , когда $S = T = 1, R = 0$. Комбинация $S = R = T = 1$ в триггере должна быть исключена, так как на выходах элементов $\mathcal{E}_3, \mathcal{E}_4$ при этом присутствовал бы одновременно сигнал «0», что, как известно, запрещено для асинхронного R - S -триггера на логических элементах И — НЕ.

Тактируемые R - S -триггеры нашли широкое применение в устройствах цифрового действия для хранения двоичной информации в течение времени, большего ее существования в исходном источнике, например для хранения промежуточной информации, передаваемой от счетчиков импульсов и регистров (см. § 3.13, 3.14).

D -триггеры. D -триггеры имеют один информационный вход. Состоянию логической «1» соответствует единица на входе триггера, а состоянию логического «0» — нулевой уровень входного сигнала.

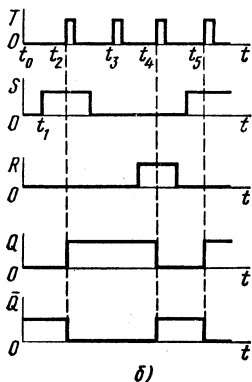
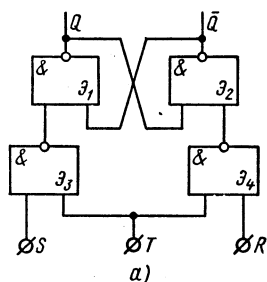


Рис. 3.41. Структурная схема тактируемого R - S -триггера (а) и его временные диаграммы (б)

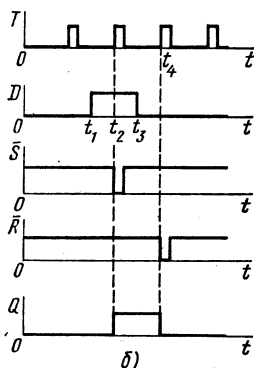
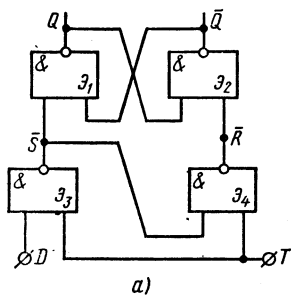


Рис. 3.42. Структурная схема тактируемого D -триггера (а) и его временные диаграммы (б)

На практике наибольшее применение получили тактируемые (однотактные и двухтактные) D -триггеры. Их обозначение обусловлено свойством сохранять состояние логической «1» после снятия входного сигнала до прихода очередного тактового импульса (delay — задержка).

D -триггеры широко используют при построении регистров (см. § 3.14).

На рис. 3.42, а приведена структурная схема одноктактного D -триггера, выполненная на основе асинхронного R - S -триггера.

Временные диаграммы, поясняющие его принцип действия, изображены на рис. 3.42, б.

Предположим, что к моменту прихода входного сигнала D -триггер находился в состоянии логического «0» ($Q = 0, \bar{Q} = 1$). В интервале времени $t_1 - t_2$, когда действует входной сигнал D , состояние триггера не изменяется, так как при этом $T = 0$ и сигналы на входах элементов $\mathcal{A}_1, \mathcal{A}_2 \bar{S} = \bar{R} = 1$. Действие сигнала $T = 1$ в момент времени t_2 обуславливает на выходе элемента $\mathcal{A}_3 \bar{S} = 0$, а на выходе эле-

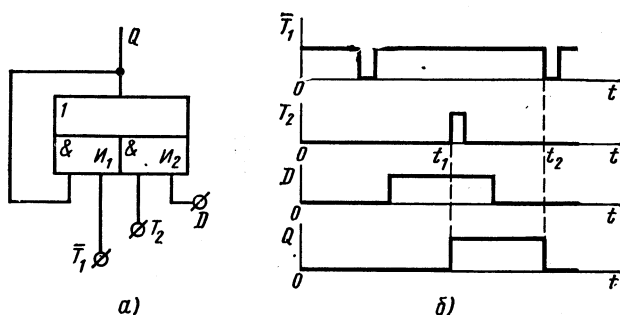


Рис. 3.43. Структурная схема однофазного двухтактного D -триггера (а) и его временные диаграммы (б)

мента $\mathcal{A}_4 \bar{R} = 1$. Это приводит к переключению триггера в состояние логической «1» ($Q = 1, \bar{Q} = 0$). Состояние «1» триггера не изменится до момента времени t_4 , так как при $T = 0$ сигналы на входах асинхронного триггера $\bar{S} = \bar{R} = 1$. Появление в момент времени t_4 сигнала $T = 1$ дает $\bar{R} = 0, \bar{S} = 1$ и вызывает переключение триггера в состояние логического «0».

Принцип действия двухтактных D -триггеров подобен однотактным. Отличие заключается в том, что запись информации в них производится с участием одной последовательности тактовых импульсов, а считывание — с участием другой последовательности тактовых импульсов. Обе последовательности тактовых импульсов имеют фазовый сдвиг в 180° .

Двухтактные D -триггеры просто реализуются на комбинированных логических элементах.

На рис. 3.43, а приведена структурная схема однофазного (имеющего один выход) двухтактного D -триггера на элементе 2И — ИЛИ. Запись единицы в триггере осуществляется при одновременном действии сигналов T_2, D на входах элемента I_2 , а считывание производится по входу \bar{T}_1 элемента I_1 . Процессы в схеме иллюстрируют временные диаграммы рис. 3.43, б.

До момента времени t_1 триггер находится в состоянии «0». При наличии в момент времени t_1 сигналов на обоих входах элемента I_2 происходит изменение состояния триггера ($Q = 1$). Это состояние

поддерживается в триггере до момента времени t_2 логической «1» на обоих входах элемента H_1 .

В момент времени t_2 $\bar{T}_1 = 0$, на выходе элемента H_1 действует логический «0», что вызывает переход триггера в исходное нулевое состояние.

T-триггер. Характерным свойством T-триггера является его переключение в противоположное состояние с приходом каждого очередного входного импульса. Ввиду широкого применения в счетчиках импульсов (см. рис. 3.13) его часто называют триггером со счетным запуском.

Триггеры T-типа выполняются на базе двух асинхронных R-S-триггеров (M-S-схема), один из которых называют *основным* (master — основной), а другой — *вспомогательным* (slave — вспомогательный) (триггеры OT и BT на рис. 3.44, а).

По M-S-схеме реализуются несколько вариантов T-триггера. Особенностью рассматриваемой структурной схемы является наличие в ней дополнительного инвертора (элемент \mathcal{E}_5), управляющего BT. В связи с этим ее называют часто схемой с инвертором.

Последовательность переключения асинхронных R-S-триггеров, входящих в T-триггер, такая. На этапе фронта входного импульса переключается основной триггер, а по окончании длительности t_n входного импульса (на этапе среза) — вспомогательный триггер (рис. 3.44, б). Указанная особенность отражается в другом названии схемы — триггер с внутренней задержкой (T_i).

Режим счетного запуска T-триггера определяет указанные ниже особенности, учитываемые при его построении.

В схеме должны быть созданы условия для *сохранения нового состояния* после переключения триггера входным импульсом. При этом должна обеспечиваться *необходимая направленность переключения*: если триггер находится в состоянии «1», то входной импульс переводит его в состояние «0», и наоборот. Предположим, что после переключения оба триггера установлены в состояние «1». Состояние «1» основного триг-

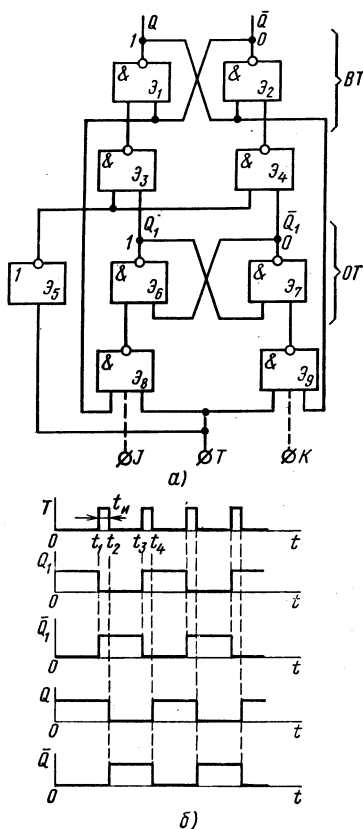


Рис. 3.44. Структурная схема T-триггера (а) и его временные диаграммы (б)

гера поддерживается единичными сигналами с выходов элементов $\mathcal{E}_8, \mathcal{E}_9$. Значения «1» на выходах этих элементов создаются ввиду того, что сигнал на одном из их входов $T = 0$. Состояние «1» вспомогательного триггера обуславливается тем, что при $T = 0$ на обоих входах элемента \mathcal{E}_3 действует логическая «1», а на выходе элемента \mathcal{E}_3 — логический «0». Избирательность переключения T -триггера достигается наличием связей элементов $\mathcal{E}_8, \mathcal{E}_9$ с выходами вспомогательного триггера. Если до прихода очередного входного импульса T в триггере записана «1», то по цепям обратных связей на входе элемента \mathcal{E}_9 будет логическая «1», а на выходе элемента \mathcal{E}_8 — логический «0». При поступлении входного импульса T элемент \mathcal{E}_9 переходит в состояние «0», вызывая переключение в нулевое состояние основного триггера, а после окончания входного импульса в состояние «0» переключается и вспомогательный триггер. Принцип действия схемы поясняют временные диаграммы, приведенные на рис. 3.44, б.

К моменту времени t_1 триггеры OT и BT находятся в состоянии «1». В момент времени t_1 $T = 1$ и триггер OT переходит в состояние «0», однако при этом на выходе элемента \mathcal{E}_5 действует логический «0», а на выходах элементов \mathcal{E}_3 и \mathcal{E}_4 — по логической «1». Таким образом, на этапе действия входного импульса состояние BT не изменяется. В момент времени t_2 $T = 0$ и на выходе элемента \mathcal{E}_5 действует логическая «1». На обоих входах элемента \mathcal{E}_4 присутствует «1», сигнал на выходе элемента \mathcal{E}_4 становится равным нулю, что вызывает переключение в состояние «0» и вспомогательного триггера.

С момента времени t_3 действие входного импульса направлено на переключение триггера в состояние «1». Вначале (в момент времени t_3) в состояние «1» переключается триггер OT , а затем (в момент времени t_4) и триггер BT . В последующем процессы в схеме повторяются.

J-K-триггер. J-K-триггер получают на основе T-триггера (рис. 3.44, а) путем использования в его входных цепях трехвходовых элементов И — НЕ, позволяющих иметь два дополнительных входа J и K (пунктирные линии на рис. 3.44, а). Наличие двух дополнительных входов расширяет функциональные возможности триггера, в связи с чем J-K-триггер называют у н и в е р с а л ь н ы м. При соответствующем подключении входов J-K-триггер, в частности, может выполнять функции R-S, D- и T-триггеров (рис. 3.45, а — в). J-K-

триггер, так же как и все типы триггеров, получаемые на его основе, является триггером с внутренней задержкой: в момент действия импульса T информация записывается в основной триггер, а после его окончания состояние основного триггера передается во вспомогательный. Наличие в работе схемы внутренней временной задержки, определяемой длительностью тактовых импуль-

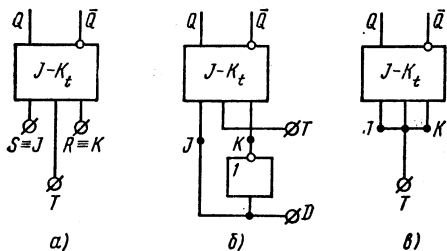


Рис. 3.45. Схемы триггеров R-S, D_t (б), T_t (в), реализуемых на основе J-K-триггера

сов, часто отражается символом $\ll t \gg$ в обозначении J - K -триггера и триггеров, выполненных на его основе: J - K , R - S , D , T .

R - S - и D -триггеры являются тактируемыми (рис. 3.45, а, б); R - S -триггер (рис. 3.45, а) получают подачей на вход J сигнала S ; а на вход K — сигнала R ; D -триггер создается введением инвертора в цепь входа K (рис. 3.45, б). Триггер со счетным запуском (T -триггер) реализуется подключением входов J и K к входу T .

§ 3.13. СЧЕТЧИКИ ИМПУЛЬСОВ

Подсчет числа импульсов является наиболее распространенной операцией в устройствах цифровой обработки информации. Повышенный интерес к таким устройствам объясняется их высокой точностью, возможностью применения регистрирующих приборов с непосредственным цифровым представлением результата, а также возможностью осуществления связи с ЭВМ.

В устройствах цифровой обработки информации измеряемый параметр (угол поворота, перемещение, скорость, частота, время, температура и т. д.) преобразуется в импульсы напряжения, число которых в соответствующем масштабе характеризует значение данного параметра. Эти импульсы подсчитываются счетчиками импульсов и выражаются в виде цифр.

По целевому назначению счетчики подразделяют на простые и реверсивные. Простые счетчики, в свою очередь, подразделяют на суммирующие и вычитающие.

Суммирующий счетчик предназначен для выполнения счета в прямом направлении, т. е. для сложения. С приходом очередного счетного импульса на вход счетчика его показание увеличивается на единицу.

Вычитающий счетчик служит для осуществления счета в обратном направлении, т. е. для вычитания. Каждый счетный импульс, поступающий на вход вычитающего счетчика, уменьшает его показание на единицу.

Реверсивные счетчики предназначены для выполнения операции счета как в прямом, так и в обратном направлении, т. е. они могут работать в режиме сложения и вычитания.

Основными показателями счетчиков являются модуль счета (коэффициент счета K) и быстродействие.

Коэффициент счета определяет число импульсов, которое может быть сосчитано счетчиком.

Быстродействие счетчика характеризуется максимальной частотой $f_{сч}$ следования счетных импульсов и связанным с ней временем $t_{уст}$ установки счетчика. Величина $t_{уст}$ определяет максимальное время протекания переходных процессов во всех разрядах счетчика с поступлением на вход очередного счетного импульса.

Счетчики импульсов выполняются на основе триггеров.

Счет числа поступающих импульсов производится с использованием двоичной системы счисления.

Покажем особенности двоичной системы счисления.

В повседневной жизни применяется десятичная система счисления (система счисления по основанию 10), в которой для представления того или иного числа используются 10 различных цифр: 0, 1, 2, ... 9. Любое положительное число в десятичной системе может быть записано в виде ряда:

$$a = a_n \cdot 10^n + a_{n-1} \cdot 10^{n-1} + \dots + a_1 \cdot 10^1 + a_0 \cdot 10^0 + \\ + a_{-1} \cdot 10^{-1} + \dots + a_{-m} \cdot 10^{-m},$$

где 10 — основание системы; n и m — любые целые числа; $a_n, a_{n-1}, \dots, a_1, a_0, a_{-1}, \dots, a_{-m}$ — коэффициенты, принимающие одно из значений 0, 1, 2, ..., 9.

Для упрощения записи десятичное число записывают с использованием только коэффициентов:

$$a = a_n a_{n-1} \dots a_1 a_0, \quad a_{-1} \dots a_{-m}.$$

В десятичной системе счисления запятая указывает границу между коэффициентами при положительных (включая нуль) и отрицательных степенях 10. Если отрицательных степеней нет (целое число), то запятая опускается. Таким образом, например, число 4 681,012 может быть представлено в виде

$$4681,012 = 4 \cdot 10^3 + 6 \cdot 10^2 + 8 \cdot 10^1 + 1 \cdot 10^0 + 0 \cdot 10^{-1} + 1 \cdot 10^{-2} + 2 \cdot 10^{-3}.$$

Места цифр, расположенных относительно запятой (т. е. относительно границы целой и дробной частей числа), называют разрядами числа. В десятичной системе счисления единица каждого разряда в 10 раз больше соседнего справа (более младшего) разряда.

В двоичной системе счисления (система счисления по основанию 2) для записи используют только две цифры: 0 и 1.

Любое положительное рациональное число здесь представляется в виде

$$b = \beta_n \cdot 2^n + \beta_{n-1} \cdot 2^{n-1} + \dots + \beta_1 \cdot 2^1 + \beta_0 \cdot 2^0 + \beta_{-1} \cdot 2^{-1} + \dots + \beta_{-m} \cdot 2^{-m},$$

где 2 — основание системы; n и m — любые целые числа; β — коэффициенты, которые могут принимать одно из двух значений: 0 или 1.

Как и в десятичной системе счисления, при записи числа двойки и знаки сложения опускаются. Двоичная запись числа имеет вид

$$b = \beta_n \beta_{n-1} \dots \beta_1 \beta_0, \quad \beta_{-1} \dots \beta_{-m}.$$

В двоичной системе счисления запятая отделяет коэффициенты при положительных (включая нуль) степенях двойки от коэффициентов при ее отрицательных степенях. Поскольку в двоичной системе за основание принято число 2, единица каждого разряда в два раза больше единицы соседнего справа (более младшего) разряда.

Числа 0 и 1 в двоичной, и в десятичной системах счисления записываются одинаково. Но уже начиная с числа 2 и далее изображение целых чисел в двоичной системе не похоже на их изображение в десятичной системе.

Для изображения числа 2 в двоичной системе необходимо записать его в виде степеней двойки:

$$2 = 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0.$$

Следовательно, число 2 в двоичной системе записывается как 10. Точно так же для числа 3 и 4 можно записать:

$$3 = 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0,$$

$$4 = 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0.$$

Числу 3 в двоичной системе соответствует запись 11, а числу 4—100.

Для изображения чисел в двоичной системе счисления необходимо располагать большим числом разрядов, чем для тех же чисел в десятичной системе. Тем не менее применение двоичной системы позволяет существенно уменьшить

общее количество аппаратуры и создает большие удобства в эксплуатации цифровых устройств, так как для представления в цифровом устройстве одного разряда двоичного числа требуется компонент с двумя устойчивыми состояниями (например, триггер), а для представления одного разряда десятичного числа — более сложный компонент с десятью устойчивыми состояниями. Этим объясняется, что двоичная система счисления нашла преимущественное применение в цифровых устройствах и ЦВМ.

Двоичные суммирующие счетчики с непосредственной связью. Двоичные счетчики производят счет поступающих импульсов в двоичной системе счисления. Основным узлом двоичного счетчика (служащим также его разрядом) является триггер со счетным запуском, осуществляющий подсчет импульсов по модулю 2.

Многоразрядные двоичные суммирующие счетчики с непосредственной связью выполняются путем последовательного соединения счетных триггеров. Счетные импульсы подаются на счетный вход первого триггера. Счетные входы последующих триггеров связаны непосредственно с прямыми выходами предыдущих триггеров: вход второго триггера соединен с выходом первого триггера, вход третьего — с выходом второго и т. д.

Принцип действия двоичного счетчика с непосредственной связью рассмотрим на примере четырехразрядного счетчика, показанного на рис. 3.46, а. Схема выполнена на счетных T -триггерах с внутренней задержкой (см. рис. 3.44, а). Работу схемы иллюстрируют временные диаграммы, приведенные на рис. 3.46, б и в табл. 3.3.

Перед поступлением счетных импульсов все разряды счетчика устанавливаются в состояние «0» ($Q_1 = Q_2 = Q_3 = Q_4 = 0$) подачей импульса на вход «Установка нуля». При поступлении первого счетного импульса (рис. 3.46, б) первый разряд подготавливается к переключению в противоположное состояние и после окончания действия входного импульса переходит в состояние $Q = 1$. В счетчик записывается число 1. Уровень 1 с выхода Q_1 воздействует на счетный вход второго разряда, подготавливая его к переключению. По окончании второго счетного импульса первый разряд счетчика переходит

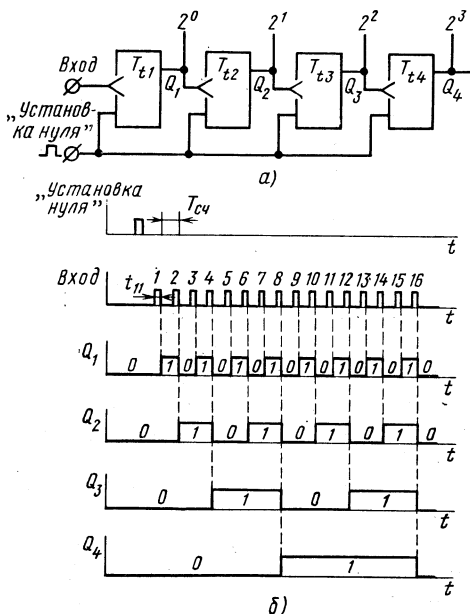


Рис. 3.46. Схема двоичного счетчика (а) и его временные диаграммы (б)

Число входных импульсов	Состояния триггеров счетчика			
	T_4	T_3	T_2	T_1
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1
10	1	0	1	0
11	1	0	1	1
12	1	1	0	0
13	1	1	0	1
14	1	1	1	0
15	1	1	1	1
16	0	0	0	0

в состояние «0», а второй разряд переключается в состояние «1». В счетчике записывается число 2 с кодом 0010.

Подобным образом осуществляется работа схемы с приходом последующих импульсов. Первый разряд счетчика, как видно из рис. 3.46, б, переключается с приходом каждого входного импульса, второй разряд — каждого второго, третий — каждого четвертого, а четвертый разряд срабатывает на каждый восьмой счетный импульс.

По окончании 15-го импульса все разряды счетчика устанавливаются в состояние «1» (рис. 3.46, б, табл. 3.3), а 16-й импульс переключает первый разряд счетчика в состояние «0». Уровень $Q_1 = 0$ переводит второй разряд счетчика в состояние $Q_2 = 0$, что, в свою очередь, вызывает $Q_3 = 0$, а затем и $Q_4 = 0$, т. е. счетчик переходит в исходное состояние.

В соответствии с рис. 3.46, б и табл. 3.3 установка в исходное состояние «0» двух последовательно включенных триггеров (T_1 и T_2) осуществляется четвертым счетным импульсом, трех триггеров (T_1 — T_3) — восьмым и четырех триггеров (T_1 — T_4) — 16-м счетным импульсом. Из этого следует, что модуль счета двухразрядного, трехразрядного и четырехразрядного двоичных счетчиков равен соответственно 4, 8 и 16. Модуль счета двоичного счетчика находят из соотношения $K_{сч} = 2^N$, где N — число разрядов счетчика.

В процессе работы двоичного счетчика частота следования импульсов на выходе каждого последующего триггера уменьшается вдвое по сравнению с частотой его входных импульсов (рис. 3.46, б). Это свойство схемы используют для построения делителей частоты. При использовании схемы в качестве делителя частоты входной сигнал подают на счетный вход первого триггера, а выходной сни-

мают с последнего триггера. Выходная и входная частоты связаны соотношением $f_{\text{вых}} = f_{\text{вх}}/K_{\text{сч}}$.

Максимальное время установки $t_{\text{уст max}}$ в двоичных счетчиках с непосредственной связью характеризуется суммарной задержкой в последовательной передаче информации от младшего к старшему разряду счетчика. Другими словами, параметр $t_{\text{уст max}}$ определяется временем перехода счетчика из кода $2^N - 1$ в код 00...0. Его находят из соотношения

$$t_{\text{уст max}} = Nt_{\text{з.т}}, \quad (3.72)$$

где $t_{\text{з.т}}$ — задержка переключения T_i -триггера после окончания счетного импульса.

Время установки возрастает с увеличением числа разрядов, что сказывается на быстродействии счетчика. Максимальная частота следования счетных импульсов ограничивается величиной

$$f_{\text{вх}} = 1/(t_{\text{и}} + t_{\text{уст max}}). \quad (3.73)$$

При работе счетчика в режиме деления частоты его предельная частота определяется предельной частотой переключения триггера первого разряда, т. е.

$$f_{\text{вх}} = 1/(t_{\text{и}} + t_{\text{з.т}}). \quad (3.74)$$

Существенное сокращение времени установки двоичных счетчиков, а следовательно, повышение их быстродействия дает использование в счетчиках так называемой последовательной или параллельной переносной связи.

Счетчики с коэффициентом счета $K_{\text{сч}} \neq 2^N$. В рассмотренных двоичных счетчиках коэффициент счета связан определенной зависимостью с числом разрядов (триггеров) счетчика $K_{\text{сч}} = 2^N$ и может быть равен 2, 4, 8, 16, 32 и т. д. Однако на практике часто возникает необходимость в счетчиках, коэффициент счета которых не соответствует указанным значениям. В частности, требуются счетчики с коэффициентом счета $K_{\text{сч}} = 3, 10$ и т. д., т. е. счетчики, принимающие в процессе работы соответственно 3, 10 состояний и т. д.

Такие счетчики выполняются на основе двоичных счетчиков. Общий принцип их построения основывается на исключении у счетчика с $K_{\text{сч}} = 2^N$ соответствующего числа «избыточных» состояний. Число избыточных (запрещенных) состояний s определяется разностью:

$$s = 2^N - K_{\text{сч}}, \quad (3.75)$$

где 2^N — количество состояний двоичного счетчика; $K_{\text{сч}}$ — требуемый коэффициент счета.

Число триггеров синтезированного счетчика выбирают по минимуму величины s . Например, при построении счетчика с $K_{\text{сч}} = 3$ на двух триггерах и счетчика с $K_{\text{сч}} = 10$ на четырех триггерах следует исключить соответственно 1 и 6 состояний.

Способы построения счетчиков с коэффициентом счета $K_{\text{сч}} \neq 2^N$

достаточно разнообразны. Наибольшее распространение получили способ принудительной установки в состояние «0» всех разрядов двоичного счетчика и способ принудительного начеса. По первому способу реализуются счетчики с естественным порядком счета, по второму — счетчики с принудительным начесом.

В счетчиках с естественным порядком счета порядок счета такой же, как в двоичных счетчиках. Отличие заклю-

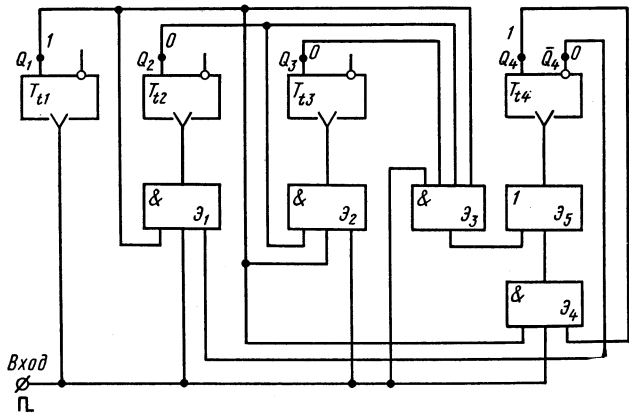


Рис. 3.47. Схема декадного счетчика с естественным порядком счета

чается в том, что путем введения дополнительных связей счет заканчивается раньше значения 2^N . Так, у счетчика с $K_{сч} = 10$ переход разрядов в состояние «0» будет происходить с приходом не 16-го, а 10-го счетного импульса («система 16—6»).

Пример построения счетчика с естественным порядком счета при $K_{сч} = 10$ приведен на рис. 3.47. Счетчик содержит четыре T_i -триггера и пять элементов $Z_1 — Z_5$, управляющих переключением триг-

Таблица 3.4

Число входных импульсов	Состояния триггеров счетчика			
	T_4	T_3	T_2	T_1
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1
10	0	0	0	0

геров $T_{12} - T_{14}$. Запуск триггера T_{11} осуществляется непосредственно счетными импульсами, а запуск триггеров $T_{12} - T_{14}$ — счетными импульсами, проходящими через элементы $\mathcal{E}_1 - \mathcal{E}_4$.

До наступления 10-го счетного импульса последовательность переключения триггеров та же, что и у двоичного счетчика (табл. 3.4).

Действительно, к приходу счетного импульса на один из входов элементов $\mathcal{E}_1 - \mathcal{E}_4$ подается логический «0» с выхода $Q_1 = 0$ и все они закрыты для пропуска первого счетного импульса на входы $T_{12} - T_{14}$. Первый счетный импульс переключает только триггер T_{11} первого разряда (см. табл. 3.4). К приходу второго счетного импульса подготовлен к пропуску счетного импульса элемент \mathcal{E}_1 (на левом его входе присутствует «1» с выхода $Q_1 = 1$, а на правом — «1» с выхода $\bar{Q}_1 = 1$). Элемент \mathcal{E}_2 закрыт по входу $Q_2 = 0$, элемент \mathcal{E}_3 — по входам $Q_2 = Q_3 = 0$, а элемент \mathcal{E}_4 — по входу $Q_4 = 0$. Второй счетный импульс переключает в состояние «0» триггер T_{11} и в состояние «1» триггер T_{12} . К приходу третьего счетного импульса элементы $\mathcal{E}_1 - \mathcal{E}_4$ закрыты по одному из их входов ($Q_1 = 0$). Третий счетный импульс переключает только триггер T_{11} . В соответствии с табл. 3.4 происходит переключение триггеров разрядов с приходом и последующих четвертого — девятого счетных импульсов.

После девятого счетного импульса триггеры счетчика принимают следующие состояния: $Q_1 = Q_4 = 1$, $Q_2 = Q_3 = 0$. Сигналы $Q_2 = Q_3 = \bar{Q}_4 = 0$ закрывают элементы $\mathcal{E}_1, \mathcal{E}_2, \mathcal{E}_3$, а сигнал $Q_4 = 1$ подготавливает элемент \mathcal{E}_4 к отпираанию при поступлении 10-го счетного импульса.

Поступающий 10-й счетный импульс переводит триггеры T_{11} и T_{14} в состояние «0», обеспечивая нулевое исходное состояние всех разрядов счетчика.

В счетчиках с принудительным насчетом исключение избыточных состояний двоичного счетчика достигается путем принудительной установки отдельных его разрядов в состояние «1» в процессе счета.

Принудительный насчет осуществляется введением обратных связей со старших разрядов двоичного счетчика в младшие, благодаря чему соответствующие младшие разряды вне очереди переключаются в состояние «1».

Вследствие принудительного насчета показания рассматриваемых счетчиков не соответствуют двоичной системе счисления. По этой причине их относят к классу счетчиков с «произвольным» порядком счета.

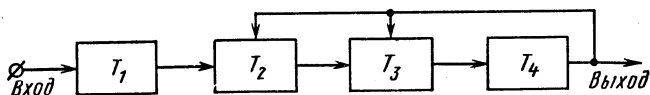


Рис. 3.48. Структурная схема декадного счетчика с принудительным насчетом

Способ реализации счетчиков с принудительным насчетом в процессе счета покажем на примере структурной схемы счетчика с $K_{сч} = 10$ (рис. 3.48). Схема состоит из четырех триггеров и цепей обратных связей с выхода четвертого разряда на запись «1» во второй и третий разряды.

Таблица 3.5

Число входных импульсов	Состояния триггеров счетчика			
	T_4	T_3	T_2	T_1
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
8*	1	1	1	0
9	1	1	1	1
10	0	0	0	0

До записи «1» в четвертый разряд, т. е. до прихода восьмого счетного импульса, счетчик работает как двоичный (табл. 3.5). С приходом восьмого счетного импульса «1» записывается в триггер T_4 с осуществлением обратной связи на запись «1» во вторую и третью ячейки. Таким образом, после восьмого счетного импульса вследствие принудительного насчета в счетчик записывается число $8 + 6 = 14$. Девятый счетный импульс устанавливает «1» в триггере T_1 , а 10-й счетный импульс возвращает счетчик в исходное нулевое состояние.

Счетчики с $K_{сч} = 10$ называют десятичными или декадными. Они нашли широкое применение для регистрации числа импульсов с последующим визуальным отображением результата (см. гл. 4). Десятичные счетчики часто включают последовательно (рис. 3.49).

Последовательное соединение двух схем десятичного счета дает пересчет на 100, трех — на 1000 и т. д. Первая декада производит счет единиц входных импульсов от 0 до 9. Десятый импульс устанавливает разряды первой декады в состояние «0», а формируемый ею на выходе импульс записывает «1» во вторую декаду, что соответствует числу 10. Вторая декада считает десятки (от 10 до 90), третья — сотни (от 100 до 900) и т. д.



Рис. 3.49. Последовательное соединение декадных счетчиков

Если в пределах всех декад счет ведется в двоичной системе счисления, то, например, числу 978 будет отвечать код 1001 0111 1000, характеризующий двоично-десятичную систему счисления всего счетного устройства.

§ 3.14. РЕГИСТРЫ

Регистрами называют функциональные узлы, предназначенные для приема, хранения, передачи и преобразования информации. В зависимости от способа записи информации (кода числа) различают параллельные, последовательные и параллельно-последовательные регистры.

Параллельные регистры.

В параллельных регистрах запись двоичного числа (слова) осуществляется параллельным кодом, т. е. во все разряды регистра одновременно. Их функция сводится только к приему, хранению и передаче информации (двоичного числа). В связи с этим параллельные регистры часто называют регистрами памяти.

Параллельный N -разрядный регистр состоит из N триггеров, каждый из которых имеет число входов, соответствующих количеству источников информации. Если источник цифровой информации один, то каждый триггер имеет один вход. При двух и трех параллельных каналах информации триггер разряда выполняет на два и три входа. Запись цифровой информации того или иного канала в регистр осуществляется по цепи управления регистром.

Принцип построения параллельных регистров иллюстрируется их структурной схемой (рис. 3.50) при одном канале четырехразрядной цифровой информации. Обозначения на рисунке: T_1 — триггер младшего разряда; T_4 — триггер старшего разряда; $\mathcal{E}_1 - \mathcal{E}_4$ — элементы, предназначенные для управления записью информации в регистр; $\mathcal{E}_5 - \mathcal{E}_8$ — элементы, служащие для управления считыванием информации из регистра.

Перед записью двоичного числа все триггеры устанавливают в состояние «0» подачей импульса по входу «Установка нуля». Для записи в регистр входной информации подают импульс записи, открывающий входные элементы \mathcal{E}_1 . Код входного числа записывается в регистр. Если, например, на входе присутствует код 1011, что соответствует числу 11, то это же число будет записано в регистр. По оконча-

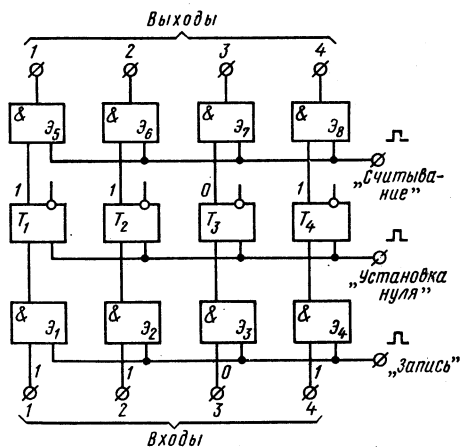


Рис. 3.50. Структурная схема параллельных регистров

нии операции записи информация, записанная в регистр, сохраняется, несмотря на то что входная информация (число) может изменяться.

Для считывания информации подают импульс по входу «Считывание». На выходные шины регистра передается код числа, записанный в регистр. При этом число, записанное в регистр, сохраняется.

Для получения новой информации описанные операции повторяются.

При построении параллельных регистров наибольшее применение получили D -триггеры (триггер-«защелка»), позволяющие выполнять параллельные регистры на малом количестве элементов.

На рис. 3.51, а приведена схема n -разрядного параллельного регистра на однофазных D -триггерах (см. рис. 3.43, а) без элементов, управляющих процессом считывания. Схема служит для записи информации в регистр по двум каналам (входы первого канала a_1, \dots, a_n , входы второго канала b_1, \dots, b_n). Установка нуля всех разрядов регистра осуществляется по входу \bar{T}_y . Запись числа по каналу a производится тактовым импульсом T_a , а по каналу b — тактовым импульсом T_b . Принцип

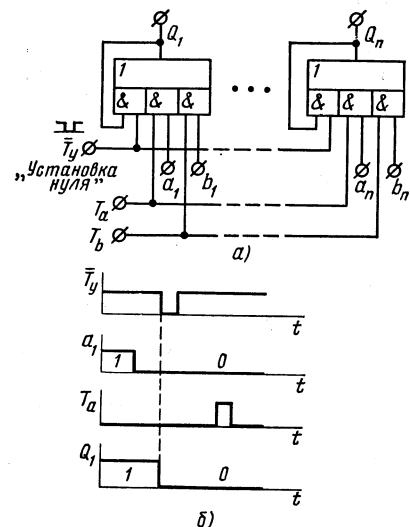


Рис. 3.51. Схема параллельного регистра на однофазных D -триггерах (а) и его временные диаграммы (б)

действия регистра достаточно прост. Процесс записи первого разряда числа a иллюстрируют временные диаграммы на рис. 3.51, б.

Последовательные регистры (регистры сдвига). Последовательные регистры (регистры сдвига) характеризуются записью числа последовательным кодом. Регистр состоит из последовательно соединенных двоичных ячеек памяти, состояния которых передаются (сдвигаются) на последующие ячейки под действием тактовых импульсов. Тактовые импульсы управляют работой регистра. Регистры сдвига могут управляться одной последовательностью тактовых импульсов. В этом случае регистры называют **однотактными**. При управлении двумя, тремя, четырьмя и т. д. последовательностями тактовых импульсов регистры соответственно относят к **двух-, трех- и четырехтактным**, а в общем случае — к **многотактным**.

Частота следования тактовых импульсов обычно неизменна. В многотактных регистрах последовательности тактовых импульсов следуют с взаимным фазовым сдвигом $2\pi/m$ эл. град, где 2π — период следования импульсов одной из последовательностей, а m — количество последовательностей тактовых импульсов.

Однотактные регистры сдвига выполняют по структурной схеме рис. 3.52, а, показанной для четырех разрядов. Первая ячейка регистра относится к его младшему разряду, а четвертая — к старшему. При таком расположении разрядов запись числа в регистр производится начиная с его старшего разряда. При обратном расположении разрядов в регистре запись числа должна начинаться с его младшего разряда.

Тактовые импульсы подаются на все триггеры ячеек одновременно. Их воздействие направлено на переключение триггеров из состояния «1» в состояние «0» с записью единицы в триггер следующей ячейки.

На рис. 3.52, б приведены временные диаграммы, иллюстрирующие процесс записи информации в регистр. В качестве примера взят код 1011, соответствующий числу 11. Перед записью информации регистр устанавливают в состояние «0». Для этого в отсутствие сигнала на входе подается серия тактовых импульсов с числом импульсов, равным количеству разрядов в регистре. При записи информации одновременно с поступлением кода числа подаются тактовые импульсы. Тактовыми импульсами осуществляется продвижение информации от младшего разряда регистра к старшему. В результате после четвертого тактового импульса ячейки регистра принимают состояния, соответствующие коду принятого четырехразрядного числа.

Операция считывания информации из последовательного регистра может быть проведена в параллельном или последовательном коде. Для передачи информации в параллельном коде используют выходы разрядов регистра. Таким образом, *последовательный регистр позволяет осуществить операцию преобразования последовательного кода в параллельный*. Считывание информации в последовательном коде реализуется подачей серии тактовых импульсов.

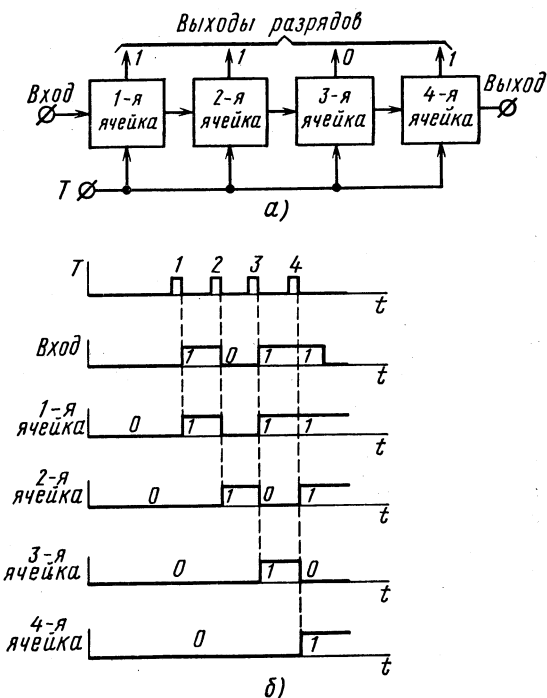


Рис. 3.52. Структурная схема последовательных однотактных регистров (а) и их временные диаграммы (б)

В последовательном регистре записанное число может быть сдвинуто тактовыми импульсами на один или несколько (k) разрядов. Операции сдвига соответствуют умножению числа на 2^k . Например, сдвиг кода 0010 числа 2 на один разряд дает код 0100 (число 4), на два разряда — код 1000 (число 8).

При реализации одноктактных регистров сдвига необходимо учитывать следующее обстоятельство. В этих регистрах тактовые импульсы воздействуют на перевод в состояние «0» триггеров всех разрядов одновременно. Поэтому в одноктактных регистрах должна быть решена задача разделения во времени (по меньшей мере на длительность тактовых импульсов t_n) операций считывания единицы с триггера каждого разряда и ее переписи в триггер следующего разряда. В противном случае перепись единицы в следующий разряд не будет произведена.

Эта задача может быть решена включением в цепь передачи сигнала от одной ячейки к другой элемента задержки. Элемент задержки будет задерживать импульс записи единицы в последующую ячейку на время действия тактового импульса. Однако наличие элементов задержки обуславливает критичность работы схемы в отношении длительности тактовых импульсов. Кроме того, для элементов задержки, состоящих из реактивных элементов L , C , затруднено интегральное исполнение. В связи с указанным разнесение во времени операций считывания и переписи единицы осуществляют схемными средствами, например выполнением ячеек на триггерах с внутренней задержкой ($R\text{-}S_t$ -, $J\text{-}K_t$ -, D_t -триггерах).

При использовании триггеров с внутренней задержкой разделение во времени операций считывания и переписи единицы выполняется автоматически, поскольку новое состояние таких триггеров формируется после окончания действия тактовых импульсов.

Другим методом построения одноктактных регистров сдвига является использование двухтактного режима их работы. В каждую ячейку таких регистров входят два триггера (основной и дополнительный). Управление производится одной последовательностью тактовых импульсов. Разделение во времени операций считывания единицы из предыдущей ячейки и ее переписи в последующую ячейку достигается тем, что считывание единицы из основных триггеров осуществляется в момент поступления тактового импульса, а запись единицы в них — по окончании тактового импульса.

В схемном отношении рассматриваемый метод построения одноктактных регистров сдвига наиболее просто реализуется с применением тактируемых D -триггеров. Схема двухразрядного регистра, выполненная на D -триггере (см. рис. 3.43, *а*), приведена на рис. 3.53, *а*. Временные диаграммы рис. 3.53, *б* иллюстрируют процесс продвижения единицы в регистре в сторону старшего разряда.

В отличие от триггера рис. 3.43, *а* вход «Установка нуля» в триггере регистра является инверсным. Инверсный вход «Установка нуля» всех триггеров объединен с тактируемым входом и связан в основных триггерах ячеек регистра с шиной тактовых импульсов T непосредственно, а в дополнительных триггерах — через элемент НЕ.

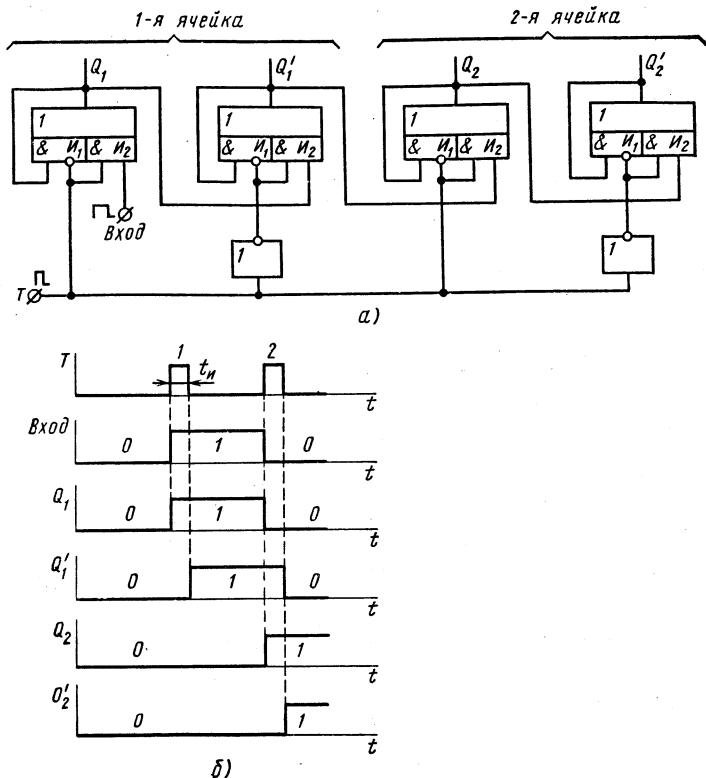


Рис. 3.53. Схема одноканального последовательного регистра на D-триггерах (а) и его временные диаграммы (б)

В исходном состоянии все триггеры регистра установлены в состояние «0» (рис. 3.53, б). При наличии сигнала на входе первым тактовым импульсом через открытый элемент I_2 записывается единица в основной триггер первого разряда (ячейки). Сигнал $Q_1 = 1$ передается на информационный вход дополнительного триггера первой ячейки, но поскольку на выходе ее инвертора действует сигнал $\bar{T} = 0$, элемент I_2 закрыт и дополнительный триггер остается в состоянии «0» ($Q'_1 = 0$).

По окончании первого тактового импульса на обоих входах элемента I_2 дополнительного триггера первой ячейки присутствует единица, он переключается в состояние $Q'_1 = 1$. Таким образом, результатом поступления первого тактового импульса является запись единицы в оба триггера первой ячейки. Состояние «1» основного триггера сохраняется по входам элемента I_1 ($Q_1 = 1$, $T = 0$), а дополнительного — по входам элемента I_2 ($Q_1 = 1$, $\bar{T} = 1$).

Если сигнал на входе регистра равен нулю, то поступление второго тактового импульса приводит к запираанию элементов I_1 , I_2 основ-

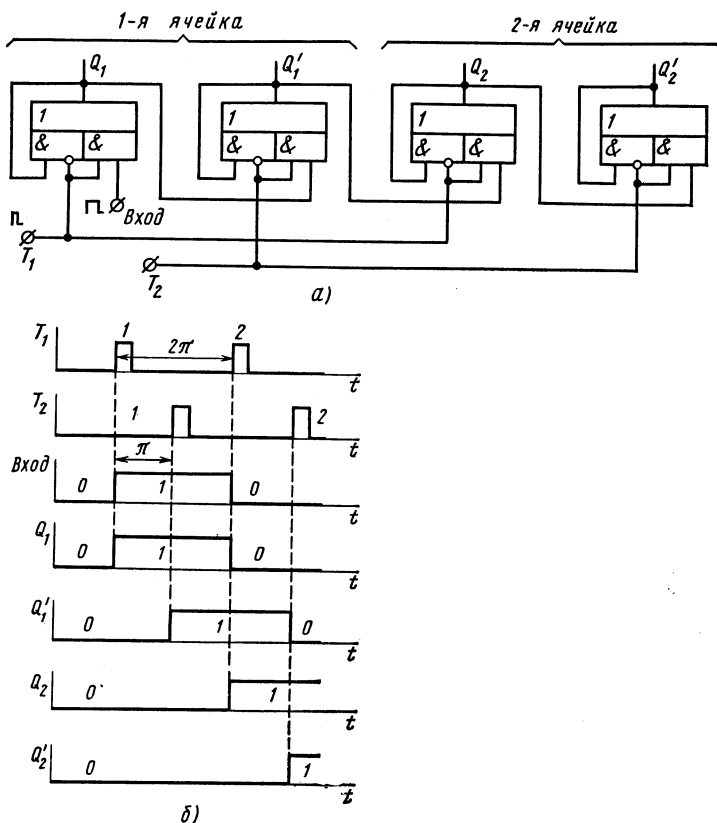


Рис. 3.54. Схема двухтактного последовательного регистра на D-триггерах (а) и его временные диаграммы (б)

ного триггера первой ячейки и переключению его в состояние «0». При этом основной триггер второй ячейки по входам элемента I_2 ($Q_1' = 1, T = 1$) переключается в состояние $Q_2 = 1$.

На этапе действия второго тактового импульса дополнительный триггер первой ячейки поддерживается в состоянии $Q_1' = 1$ по обоим входам элемента I_1 , а дополнительный триггер второй ячейки остается в состоянии $Q_2' = 0$ по обоим входам его элемента I_1 .

После окончания второго тактового импульса элементы I_1, I_2 дополнительного триггера первой ячейки закрываются, что вызывает переключение этого триггера в состояние $Q_1' = 0$. Дополнительный триггер второй ячейки переводится в состояние $Q_2' = 1$ наличием единиц на входах его элемента I_2 . Таким образом, происходит перемещение входной информации во второй разряд регистра.

Каждая ячейка (разряд) многотактного регистра состоит в общем случае из m последовательно включенных триггеров.

Управление многотактным регистром производится *т* последовательностями тактовых импульсов, причем каждая из последовательностей предназначена для управления одноименными триггерами ячеек. Применение многотактного режима работы является еще одним методом разнесения во времени операций считывания и записи информации в разрядах регистра. Главное же преимущество многотактных регистров — их высокая информативность, обусловленная большим числом выходов каждого разряда.

Построение двухтактных регистров сдвига показано на примере двухразрядного регистра (рис. 3.54, а). Каждая его ячейка состоит из двух *D*-триггеров предыдущей схемы. Управление основными триггерами ячеек осуществляется тактовыми импульсами T_1 , а дополнительными — T_2 . Фазовый сдвиг второй последовательности тактовых импульсов относительно первой равен π ($T/2$).

Процесс записи информации (при наличии единичного сигнала на входе) иллюстрируют временные диаграммы рис. 3.54, б. Первым тактовым импульсом по каналу T_1 записывается единица в первый триггер первой ячейки. Затем тактовым импульсом по каналу T_2 записывается единица во второй триггер первой ячейки. Вторым тактовым импульсом канала T_1 осуществляется считывание единицы с первого триггера первой ячейки и запись единицы в первый триггер второй ячейки. Вторым тактовым импульсом по каналу T_2 устанавливается в состояние «0» второй триггер первой ячейки, а во второй триггер второй ячейки записывается единица.

Аналогично выполняются регистры сдвига на большее число тактов работы.

Параллельно-последовательные и реверсивные регистры. В параллельно-последовательных регистрах сочетаются свойства регистров параллельного и последовательного действия. Они позволяют осуществлять запись информации как в последовательном, так и параллельном коде, в связи с чем могут быть использованы для преобразования кодов из последовательного в параллельный и обратно. Эти регистры допускают одноктактный (рис. 3.55) и многотактный принципы построения.

Для преобразования последовательного кода в параллельный серией тактовых импульсов в регистр записывается информация (число) последовательного кода. Выходы разрядов регистра при этом пред-

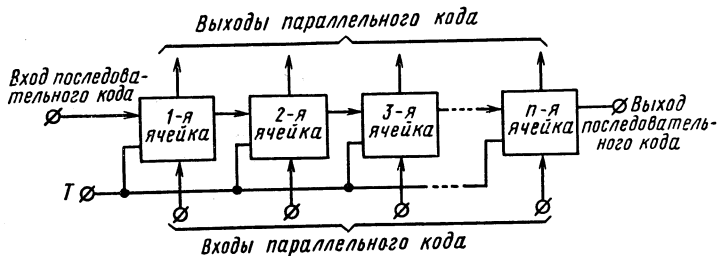


Рис. 3.55. Структурная схема параллельно-последовательных регистров

ставляют ту же информацию в параллельном коде. Для обратного преобразования информация в регистр вводится по входам параллельного кода. Посредством серии тактовых импульсов с выхода последнего разряда регистра информация считывается в последовательном коде.

Реверсивные регистры предназначены для осуществления сдвига кода числа в сторону как старшего, так и младшего разрядов. Регистр содержит связи последовательной передачи информации в направлении от младших разрядов к старшим, а также от старших разрядов к младшим. Прямой или обратный сдвиг кода осуществляют управляющим сигналом, вводящим в действие либо прямую, либо обратную связи между разрядами.

§ 3.15. КОМБИНАЦИОННЫЕ СХЕМЫ. ДЕШИФРАТОРЫ

При разработке различного рода цифровых управляющих устройств часто необходимо решать задачу, когда управляющее воздействие определяется значениями входных сигналов только в данный момент времени и не зависит от их значений в предыдущие моменты времени. Иными словами, выходной сигнал, характеризующий управляющее воздействие, здесь зависит только от наличия соответствующей комбинации сигналов на входах устройства. Такой принцип построения используют, в частности, для управления позиционными исполнительными механизмами, осуществления контроля, сигнализации и защиты, реализации программного управления последовательностью операций по заданному алгоритму и т. д.

Устройства, предназначенные для решения подобных задач, называют комбинационными схемами или автоматами с нулевой памятью.

Принцип проектирования комбинационных схем заключается в следующем. По требуемому алгоритму работы схемы находят управляющее воздействие (функцию) от входных сигналов (переменных). Затем по найденной функции синтезируют логическую схему ее реализации. Задачу нахождения функции связывают с необходимостью построения схемы с минимальным содержанием в ней логических элементов. Для этого функция предварительно проходит стадию минимизации, т. е. приведения ее к наиболее простому виду. Математическим аппаратом анализа и синтеза комбинационных схем служит алгебра логики (см. § 3.9). Примером комбинационных схем являются дешифраторы.

Дешифратором называют комбинационную логическую схему, в которой каждой из комбинаций сигналов на входах соответствует сигнал только на одном из его выходов. Они находят применение в управляющих системах для выдачи управляющих воздействий в те или иные цепи в зависимости от комбинации сигналов на входах. Широко распространены дешифраторы для преобразования кодов, например двоичного или двоично-десятичного в десятичный.

На рис. 3.56 приведена схема дешифратора, предназначенного для перевода показаний двоично-десятичного счетчика (см. рис. 3.47)

с модулем счета 10 в десятичную систему счета. Сигнал «1» на соответствующем выходе дешифратора определяет число, записанное в счетчик. Так, при нулевом показании счетчика сигнал «1» присутствует только на выходе x_0 дешифратора (табл. 3.6). При кодах чисел 1, 2, 3, ..., 9, записанных в счетчик, дешифрация характеризуется наличием сигнала «1» соответственно только на одном из выходов $x_1, x_2, x_3, \dots, x_9$.

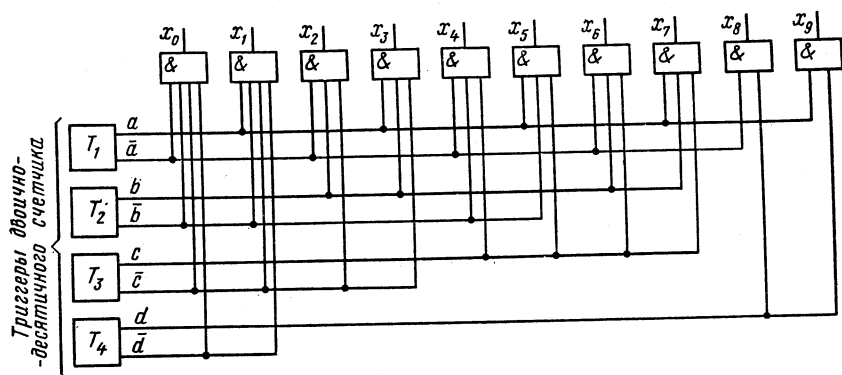


Рис. 3.56. Схема дешифратора для перевода показаний двоично-десятичного счетчика в десятичную систему счета

Таблица 3.6

Число входных импульсов	Состояния триггеров счетчика				Выходы дешифратора									
	T_4 d	T_3 c	T_2 b	T_1 a	x_0	x_1	x_2	x_3	x_4	x_5	x_6	x_7	x_8	x_9
0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
2	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
3	0	0	1	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0
4	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
5	0	1	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
6	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
7	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0
8	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
9	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1

Значения сигналов a, b, c, d на выходах счетчика и требуемые при этом показания дешифратора могут быть использованы для определения элементов схемы дешифратора. Так, при нулевом показании счетчика сигнал «1» присутствует на инверсных выходах его триггеров (см. табл. 3.6), в связи с чем реализуемая каналом x_0 функция $x_0 = \bar{a}\bar{b}\bar{c}\bar{d}$. Аналогично, из табл. 3.6 для канала x_1 имеем $x_1 = a\bar{b}\bar{c}\bar{d}$, а для канала $x_9 - x_0 = a\bar{b}\bar{c}\bar{d}$. Логические функции могут быть реализованы с помощью четырехходовых логических элементов И.

Однако без предварительной минимизации составленные непосредственно из таблицы дешифрируемые функции нецелесообразно использовать для схемной реализации. Это привело бы к заведомому усложнению схемы дешифратора.

Действительно, табличное выражение, например, дешифрируемой функции для цифры 9 (канала x_9) имеет вид $x_9 = a\bar{b}\bar{c}d$. Вместе с тем только для этого канала характерна комбинация выходных сигналов триггеров счетчика, при которой $a = d = 1$. В связи с этим для выделения сигнала (логической «1») по каналу цифры 9 можно воспользоваться функцией $x_9 = ad$. Иными словами, канал x_9 можно реализовать не на четырехходовом, а на двухходовом логическом элементе И.

		ab			
		00	01	11	10
cd	00	x_0	x_2	x_3	x_1
	01	x_8			x_9
	11				
	10	x_4	x_6	x_7	x_5

Рис. 3.57. Карта Карно дешифратора

Минимизацию функций дешифратора удобно проводить по карте Карно, которая составляется в данном случае для четырех переменных. Данные табл. 3.6 используют для определения функций каналов дешифратора $x_0, x_1, x_2, \dots, x_9$ и их изображения на карте Карно (рис. 3.57).

Минимизирующие контуры составляют индивидуально для каждой функции и проводят с использованием пустых клеток карты. При этом минимизирующий контур должен охватывать максимальное число соседних с рассматриваемой функцией пустых клеток, как показано на рис. 3.57. Исключения переменных осуществляют обычным образом (см. § 3.9).

Из карты Карно находим: $x_0 = \bar{a}\bar{b}\bar{c}\bar{d}$, $x_1 = a\bar{b}\bar{c}\bar{d}$, $x_2 = \bar{a}b\bar{c}$, $x_3 = a\bar{b}c$, $x_4 = \bar{a}\bar{b}c$, $x_5 = \bar{a}bc$, $x_6 = abc$, $x_7 = abc$, $x_8 = \bar{a}d$, $x_9 = ad$. Найденные функции используют для построения схемы дешифратора (см. рис. 3.56). Она составлена из четырех-, трех- и двухходовых логических элементов И.

§ 3.16. БОЛЬШИЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ

Создание интегральных микросхем, состоящих из 10—15 до 25—100 схемных элементов (компонентов), явилось первым этапом на пути существенного расширения функциональных возможностей электронной аппаратуры и улучшения ее количественных и качественных показателей. Такие интегральные схемы представляют в большинстве случаев универсальную элементную базу для создания более сложных узлов и схем разрабатываемой аппаратуры.

Развитие микроэлектроники направлено на создание больших интегральных схем (БИС), состоящих из тысяч и десятков тысяч компонентов. Граница между обычными и большими интегральными схемами условна. Если до недавнего времени к БИС относили схемы, имеющие 100—200 компонентов в кристалле полупро-

водника, то теперь считается обычным применение микросхем, содержащих 500—1000 компонентов и более.

Количество компонентов N в кристалле полупроводника характеризует степень интеграции k микросхемы. Степень интеграции определяют по формуле $k = \lg N$. В соответствии с этим к первой степени интеграции относят микросхемы, содержащие до 10 компонентов, ко второй степени интеграции — 11—100 компонентов, к третьей степени интеграции — 101—1000 компонентов. При количествах компонентов 1001—10 000 и 10001—100 000 интегральные микросхемы относят соответственно к четвертой и пятой степеням интеграции.

С появлением БИС началось реальное слияние процесса создания интегральных компонентов с производством электронной аппаратуры. Большие интегральные схемы представляют ряд типовых узлов и схем цифровых устройств: счетчики, регистры, дешифраторы и т. д. На их основе реализуются блоки, а также целые электронные устройства.

Большие интегральные схемы создают широкие перспективы применения электроники в промышленности с использованием программного управления, а также средств цифровой вычислительной техники. Огромное значение в этой связи представляют создание в виде БИС микропроцессоров и развитие на их основе микропроцессорной техники.

§ 3.17. МИКРОПРОЦЕССОРЫ

Микропроцессор — это устройство цифровой обработки информации, осуществляемой по программе. По назначению он близок к процессору ЭВМ, однако обладает меньшими функциональными возможностями. Микропроцессор реализуется в виде одной или нескольких микросхем высокой степени интеграции.

Основные определения. Микропроцессор применяется совместно с микроэлектронными запоминающим устройством программы (ЗУП) и запоминающим устройством данных (ЗУД), а также с устройством ввода — вывода (УВВ). По аналогии с ЭВМ система, состоящая из микропроцессора и указанных устройств, получила название микро-ЭВМ или микропроцессорной системы (рис. 3.58).

Устройство ЗУП предназначено для хранения команд, составляющих программу работы микропроцессора, и выполняется таким образом, что информация, записанная в нем, не теряется при перерывах в напряжении питания. Устройство ЗУД используется для хранения данных, предназначенных для обработки микропроцессором. Устройство УВВ обеспечивает ввод данных в ЗУД и их вывод к внешним приборам и устройствам.

Микропроцессор состоит из схем, обеспечивающих выборку команд из ЗУП, их дешифрирование и выполнение. В него также входят арифметическо-логическое устройство (АЛУ), представляющее собой совокупность схем, реализующих ариф-

информацию о данных, зависит от типа микропроцессора. Наиболее распространены слова для передачи данных длиной в 4, 8, 12 и 16 бит. Количеством битов в слове для передачи данных определяется, в частности, число разрядов приемных регистров, входящих в сверхоперативную память микропроцессора. Количество битов в слове, предназначенное для передачи данных, равно числу проводников, составляющих тракт передачи команд и данных микропроцессора. В зависимости от длины слова, предназначенного для передачи данных, микропроцессоры подразделяют соответственно на 4, 8, 12 и 16-битовые.

Длина слова, предназначенного для передачи адресов (адресации) к ЗУП и ЗУД, может превышать длину слова для передачи данных (соответственно может быть больше и число проводников в тракте передачи адресов). Это позволяет существенно увеличить объем памяти ЗУП и ЗУД. Так, при 16-битовом адресном слове (16 проводников в тракте передачи адресов) может быть опрошено $2^{16} = 65\,536$ ячеек ЗУ.

Биты, образующие слово, подразделяют на группы. Группа, состоящая из 8 бит, называется байтом (рис. 3.59). Деление слова на байты позволяет упростить представление двоичного слова, применив шестнадцатиричную форму записи (шестнадцатиричный код). Перевод двоичного кода в шестнадцатиричный иллюстрирует табл. 3.7. Так, двоичное число, представ-

Таблица 3.7

Десятичное число	Двоичный код	Шестнадцатиричный код	Десятичное число	Двоичный код	Шестнадцатиричный код
0	0000	0	8	1000	8
1	0001	1	9	1001	9
2	0010	2	10	1010	A
3	0011	3	11	1011	B
4	0100	4	12	1100	C
5	0101	5	13	1101	D
6	0110	6	14	1110	E
7	0111	7	15	1111	F

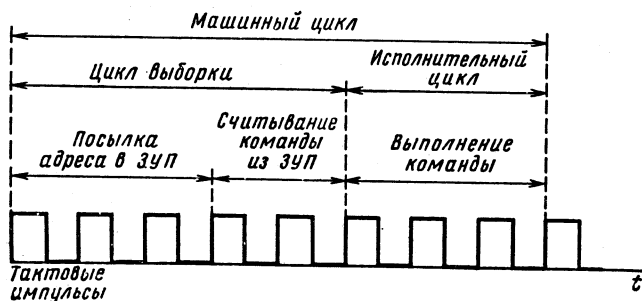


Рис. 3.60. Цикл работы микропроцессора

ленное на рис. 3.59, будет иметь в шестнадцатиричном коде запись в виде $E57D_{16}$. Представление двоичного слова в шестнадцатиричном коде позволяет уменьшить вероятность появления ошибок при составлении программы работы микропроцессора, а также упростить технику ее трансляции.

Функционирование всех узлов и блоков микропроцессорной системы (см. рис. 3.58) осуществляется с помощью генератора тактовых импульсов.

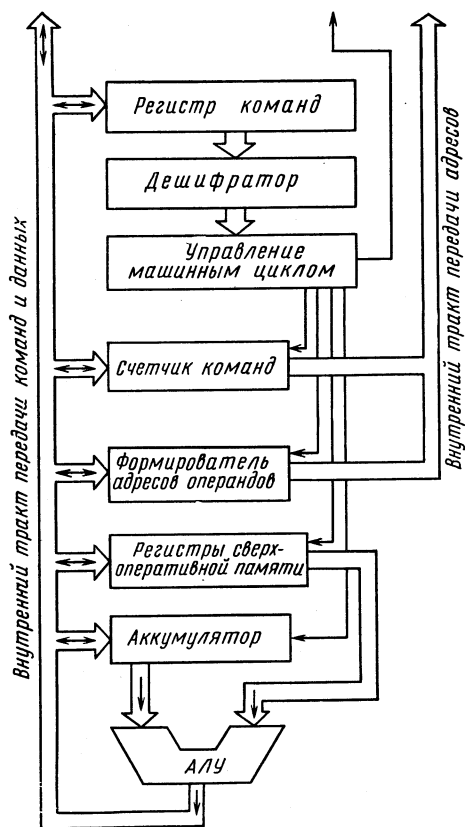


Рис. 3.61. Общая структурная схема микропроцессора

Для выполнения микропроцессором одной команды, хранящейся в ЗУП, требуется несколько периодов тактовых импульсов. Время выполнения команды называется командным циклом. Он может составлять один или несколько машинных циклов. В машинный цикл входят цикл выборки и исполнительный цикл (рис. 3.60). Во время цикла выборки микропроцессор определяет адрес команды, находящейся в ЗУП, и считывает эту команду в микропроцессор. За время исполнительного цикла микропроцессор осуществляет выполнение считанной команды.

Функциональная схема микропроцессора. Микропроцессор представляет собой достаточно сложное цифровое устройство, состоящее из большого количества функциональных узлов. Вместе с тем независимо от типа микропроцессора можно выделить отдельные функциональные узлы, составляющие основу его построения. Такие функциональные узлы представлены на структурной схеме рис. 3.61.

Счетчик команд содержит адрес (0, 1, 2, 3, ...) команды, выбираемой микропроцессором из ЗУП в текущий момент времени. Он представляет собой суммирующий счетчик, содержание которого увеличивается на единицу к концу выполнения текущей команды. Этим достигается выбор адреса следующей команды из ЗУП. Микропроцессор может работать с подпрограммами. В этом случае в счетчик команд принудительно записывается число, соответствующее адресу первой команды подпрограммы, а к завершению последней команды

в подпрограмме счетчик команд устанавливается на адрес команды основной программы. Количество ячеек (битов), из которых состоит счетчик команд, зависит от типа микропроцессора. Так, при 16-битовом счетчике команд микропроцессор имеет возможность обращаться к ЗУП, содержащему 2^{16} адресов (команд).

Регистр команд предназначен для хранения в микропроцессоре команды, считанной из ЗУП, на период ее выполнения. Выполнение команды осуществляется цепями управления (управление машинным циклом), которые получают с выходов дешифратора необходимые сигналы для приведения в действие требуемых узлов микропроцессора.

Формирователь адресов операндов состоит из одного или нескольких регистров, в которых составляется адрес данных (операнда) перед обращением к ЗУД.

АЛУ — арифметическо-логическое устройство — осуществляет операции сложения, вычитания, сравнения, а также операции И, ИЛИ над двумя числами (операндами) с выдачей результата по одному выходу. Вид операции задается командным кодом, содержащимся в регистре команд.

Аккумулятор представляет собой основной регистр, предназначенный для ввода данных в микропроцессор и вывода их от него. В аккумулятор поступает операнд из ЗУД перед проведением соответствующей операции в АЛУ. В аккумулятор вводится результат проведенной в АЛУ операции.

Регистры сверхоперативной памяти предназначены для временного хранения данных перед проведением операций в АЛУ. Если, например, требуется провести операцию арифметического сложения двух чисел, то одно число предварительно хранится в аккумуляторе, а второе — в одном из регистров сверхоперативной памяти. У большинства микропроцессоров количество регистров сверхоперативной памяти равно шести.

К началу выполнения программы микропроцессор должен находиться в исходном состоянии. С этой целью предусматривается подача сигнала «Установка нуля», которым все регистры микропроцессора, в том числе счетчик команд, устанавливаются в исходное нулевое состояние. Регистр адреса команд (счетчик команд), устанавливается на соответствующий адрес ЗУП. Старт-адрес первого слова команды обычно представляется числом нуль.

Для иллюстрации процессов, протекающих в микропроцессоре, рассмотрим, как осуществляется, например, команда передачи операнда из ЗУП в микропроцессор (его аккумулятор), чтобы в последующем подвергнуть этот операнд соответствующей операции.

В ЗУП хранятся коды операций, которые может выполнять микропроцессор, а также адреса операндов ЗУД. Команда передачи данных из ЗУД в аккумулятор микропроцессора состоит из трех байтов (рис. 3.62).

Первый байт команды характеризует код операции, которую необходимо выполнить (в нашем случае $3A_{16}$ — код команды «Загрузка аккумулятора» микропроцессора, LDA). Вторым и третьим байтами

указывается соответственно 16-битовый адрес операнда, хранящийся в ЗУП.

Микропроцессор производит такую последовательность операций при выполнении данной команды.

Хранящийся в ЗУП байт команды с адресом «0» по тракту передачи команд посылается в микропроцессор, где он принимается регист-

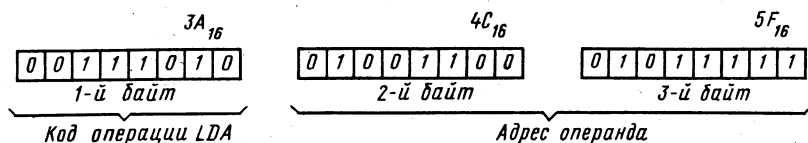


Рис. 3.62. Структура команды «Загрузка аккумулятора»

ром команд. Код операции дешифрируется. С помощью устройства управления подготавливаются соответствующие цепи для осуществления операции. Счетчик команд устанавливается на адрес «1» ЗУП (содержание счетчика команд увеличивается на единицу). Второй байт команды, хранящийся под адресом «1» в ЗУП (в нашем случае второй байт, определяющий первую часть кода адреса операнда $4C_{16}$), посылается в блок формирования адреса операнда. Счетчик команд переводится на адрес «2» команды ЗУП. Микропроцессор с адресом «2» выбирает третий байт команды из ЗУП (в нашем случае число $5F_{16}$, определяющее вторую часть полного адреса операнда) и посылает его в блок формирования адреса операнда. Следующий шаг работы микропроцессора связан с выбором операнда из ЗУД по адресу $4C5F_{16}$ и посылкой его через тракт передачи данных в аккумулятор микропроцессора.

Взаимодействие блоков микропроцессора при выполнении рассмотренной команды иллюстрирует рис. 3.63.

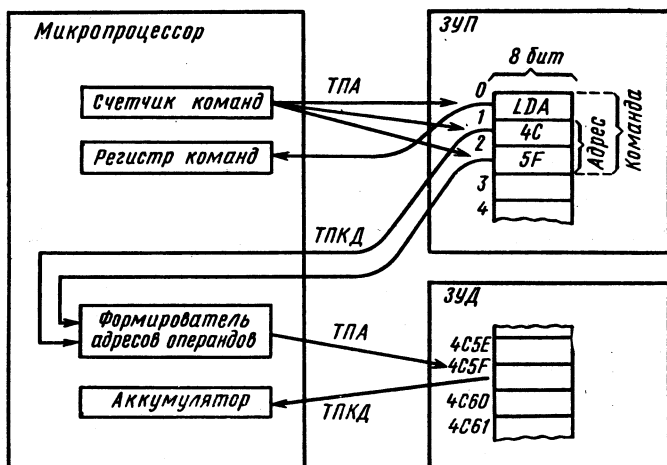
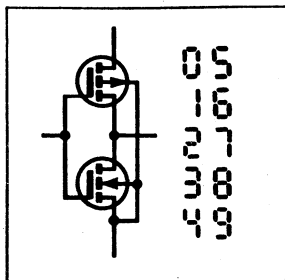


Рис. 3.63. Последовательность выполнения команды «Загрузка аккумулятора»



ИНДИКАТОРНЫЕ ПРИБОРЫ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ

§ 4.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Эффективное и надежное использование многих систем промышленной электроники невозможно без участия человека-оператора в управлении, который должен получать необходимые сведения о работе системы и контролируемых параметрах. Этой цели служат устройства, предназначенные для преобразования различных данных в видимое изображение и называемые устройствами визуального отображения информации.

Устройства отображения информации могут решать простейшие, но весьма важные задачи контроля состояния системы: «Работает», «Не работает», «Включено», «Выключено», «Стоп» и т. д. В более сложных случаях на них возлагается функция отображения цифровой, текстовой, формульной, графической и условно-знаковой информации, характеризующей технологический процесс, работу производственного объекта, группы объектов и целой системы.

Техническими средствами отображения информации оснащаются контрольно-измерительная и счетно-решающая аппаратура. Ими оборудуются пульты управления индивидуального, группового и коллективного пользования. Важную роль играют устройства отображения для вывода информации от цифровых вычислительных и управляющих машин.

Устройства отображения информации выполняют на основе элементов индикации, преобразующих электрические сигналы в визуальную информацию.

Элементы индикации различают по физическим явлениям, используемым для получения изображения. В элементах индикации применяются следующие физические явления:

- 1) свечение нити накала при протекании тока (накальные индикаторы);
- 2) свечение некоторых кристаллических веществ под воздействием электрического поля (электролюминесцентные индикаторы);
- 3) свечение люминофорного покрытия при бомбардировке элек-

тронами (вакуумно-люминесцентные индикаторы и электронно-лучевые приборы);

4) свечение газа при электрическом разряде (газоразрядные элементы индикации);

5) излучение квантов света при рекомбинации носителей заряда в кристаллических веществах (полупроводниковые светодиодные элементы индикации);

6) изменение оптических свойств вещества под воздействием электрического поля (жидкокристаллические индикаторы).

Электронно-лучевые приборы, известные под названием электронно-лучевых трубок с электростатическим или электромагнитным отклонением, обладают широкими возможностями отображения самой различной информации. Ввиду высокой стоимости и больших габаритов электронно-лучевые трубки находят преимущественное применение в сложных системах для отображения большого объема информации, включающей сотни и тысячи отображаемых символов.

Остальные из указанных элементов индикации используют главным образом для отображения буквенно-цифровой информации ограниченного объема.

Элементы индикации на лампах накаливания отличаются наибольшей потребляемой мощностью и применяются только при необходимости максимальной яркости. Недостатком электролюминесцентных индикаторов является малый срок службы (снижение яркости в два раза за несколько сотен часов). При отображении буквенно-цифровой информации наибольшее распространение получили вакуумно-люминесцентные, газоразрядные, полупроводниковые и жидкокристаллические индикаторы. В настоящей главе рассматриваются эти индикаторы и схемы управления ими.

§ 4.2. ВАКУУМНО-ЛЮМИНЕСЦЕНТНЫЕ ИНДИКАТОРЫ

Основными элементами вакуумно-люминесцентных индикаторов являются последовательно расположенные один за другим катод прямого накала, сетка и несколько анодов, размещенных в одной плоскости.

Накаленный к а т о д, выполняемый в виде нити из тугоплавкого металла (вольфрам, молибден), служит источником эмиттируемых электронов. Для повышения эмиссионной способности на поверхность катода наносят специальное оксидное покрытие (оксидные катоды).

А н о д ы выполняют в виде знаков синтезирующих металлических сегментов, покрытых люминофором. Каждый сегмент имеет отдельный вывод, к которому прикладывается напряжение положительной полярности относительно катода. Расположенная между катодом и анодами металлическая с е т к а предназначена для управления током индикатора. При положительном потенциале на сетке относительно катода (обычно равном потенциалу на анодах) поле сетки оказывает сильное ускоряющее действие на электроны, эмиттируемые катодом. Проходя сквозь сетку, электроны попадают затем в поле тех

анодов, к которым подано напряжение. При столкновении с поверхностью анодов электроны вызывают свечение люминофора (обычно зеленое). Сочетание светящихся сегментов создает изображение соответствующего знака. Индикация производится через поверхность стеклянного баллона со стороны катода. При потенциале на сетке, близком к нулю, проходящий через сетку поток электронов мал, в связи с чем свечение анодов отсутствует.

Внешний вид, расположение сегментов и конфигурация воспроизводимых цифр знаковосинтезирующего вакуумно-люминесцентного индикатора ИВ-3 показаны на рис. 4.1, а — в. В других типах знаковых индикаторов (например, полупроводниковых) сегменты 8, 9 могут отсутствовать, что упрощает конструкцию индикатора и его систему управления. Конфигурация воспроизводимых цифр 2, 7 в семисегментных знаковых индикаторах показана на рис. 4.1, г.

Вакуумно-люминесцентные индикаторы применяются в непрерывном и импульсном режимах работы. Непрерывный режим работы характеризуется напряжением на анодах и сетке до 25 В, суммарным током анодов до 0,5 мА и током сетки до 3 мА. Параметрам импульсного режима соответствуют напряжения на анодах и сетке до 50 В, суммарный ток анодов в импульсе до 5 мА, ток сетки в импульсе до 15 мА. Потребляемый цепью накала ток не более 50 мА при напряжении накала до 1 В. Сравнительно низкие напряжения питания и потребляемые токи анодов и сетки этих индикаторов согласуются с параметрами МДП-транзисторов, на которых в настоящее время выполняются управляющие ключи. Яркость свечения индикаторов составляет 300—500 кд/м², срок службы не менее 3 тыс. ч, высота отображаемых знаков до 25 мм. Динамические свойства индикаторов характеризует показатель быстродействия, определяющий время изменения яркости свечения при подаче (снятии) напряжения на сетку (аноды). Время изменения яркости измеряют относительно уровней 0,1 и 0,9 номинального значения яркости. Для вакуумно-люминесцентных индикаторов оно составляет не более 10⁻³ с.

Цифровые вакуумно-люминесцентные индикаторы применяются в портативной контрольно-измерительной и счетно-решающей аппаратуре. Они предназначены для отображения в десятичной системе счисления информации, записанной в счетчиках, последовательных или

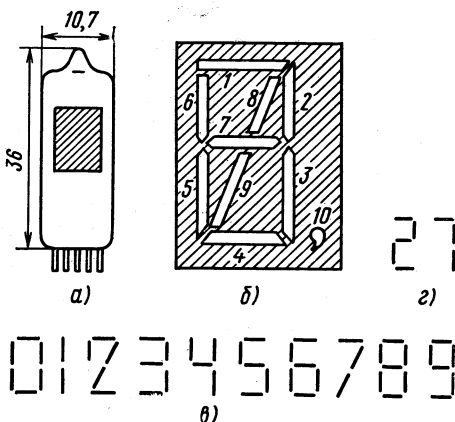


Рис. 4.1. Внешний вид (а), расположение сегментов (б) и конфигурация воспроизводимых цифр знаковосинтезирующего вакуумно-люминесцентного индикатора ИВ-3 (в), воспроизведение цифр 2, 7 в семисегментных индикаторах (г)

параллельных регистрах. Количество используемых индикаторов равно количеству разрядов отображаемого десятичного числа.

Для управления вакуумно-люминесцентными индикаторами используют статический и динамические (мультиплексные) методы.

При статическом (непрерывном) методе управление индикатором каждого разряда осуществляют независимо от индикаторов других разрядов. Структурная схема такого управления инди-

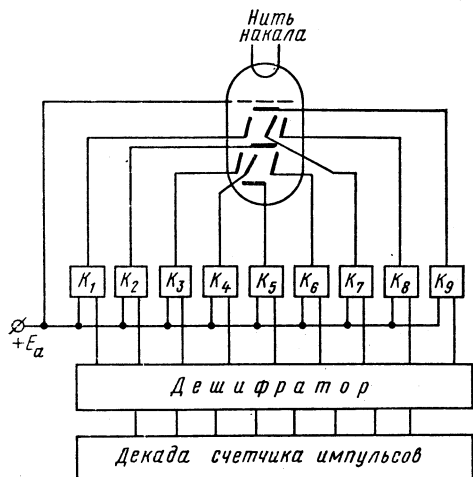


Рис. 4.2. Структурная схема статического управления вакуумно-люминесцентным индикатором

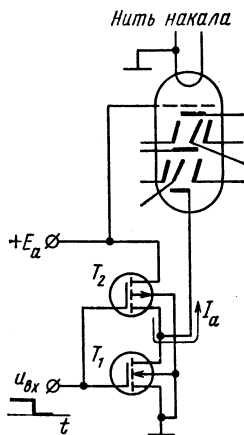


Рис. 4.3. Пример построения схемы управления сегментом вакуумно-люминесцентного индикатора

катором показана на рис. 4.2. Она состоит из декадного счетчика импульсов соответствующего разряда, дешифратора и ключей K , число которых равно количеству анодов в приборе.

Дешифратор предназначен для преобразования кода числа счетчика (информации о числе) в код индикатора (напряжения управления ключами сегментов), соответствующий отображению определенной цифры в индикаторе. Дешифратор, как и счетчик импульсов, выполняют на интегральных МДП-микросхемах, что позволяет осуществлять непосредственную связь выходов дешифратора с входами ключей, выполняемых также на МДП-микросхемах.

Предпочтительность реализации ключей на МДП-микросхемах обусловлена их более высокими выходными напряжениями и меньшей стоимостью по сравнению с биполярными. Выходной ключ реализуют на дополняющих МДП-транзисторах (комплементарной структуре).

Схема управления одним сегментом вакуумно-люминесцентного индикатора показана на рис. 4.3 (сегмент 4 на рис. 4.1, б). Напряжение питания индикатора $+E_a$ подводится к сетке непосредственно, а к сегменту индикатора — с помощью ключа на транзисторах

T_1, T_2 . Транзистор T_1 имеет канал n -типа, а транзистор T_2 — канал p -типа.

При входном напряжении, соответствующем логической «1», транзистор T_1 открыт, а транзистор T_2 закрыт. Транзистор T_1 шунтирует участок сегмент — катод индикатора. Напряжение на транзисторе T_1 близко к нулю. Близко к нулю и напряжение на сегменте, в связи с чем его свечение отсутствует. Поскольку транзистор T_2 закрыт, ток, потребляемый ключом от источника питания, довольно мал. При $u_{вх} = 0$ транзистор T_1 закрыт, а транзистор T_2 открыт. К сегменту прикладывается напряжение, необходимое для его свечения. Через транзистор T_2 протекает ток сегмента, ток транзистора T_1 близок к нулю. Для регистрации требуемой цифры на входы соответствующих ключей подается логический «0» и ко всем синтезирующим эту цифру сегментам прикладывается напряжение, близкое к $+E_a$. На остальных сегментах ключи обеспечивают напряжение, равное нулю.

Статический метод управления вакуумно-люминесцентными индикаторами находит применение при 2—3 разрядах отображаемой цифровой информации. При большем числе разрядов его использование становится нерациональным из-за большого числа ключей, а главное — большого числа соединений с индикаторами. Уже при трех разрядах количество соединений достигает 33 (3×9 сегментов $+3$ сетки $+3$ катода). В этом случае переходят к динамическим (мультиплексным) методам управления индикаторами.

При мультиплексном методе управления одноименные сегменты индикаторов всех разрядов объединяют (рис. 4.4). Управление объединенными сегментами осуществляют от общего дешифратора и общих выходных ключей. В схему вводят ключи управления индикаторами по цепи сеток $KC_1 — KC_n$. Они предназначены для адресации отображаемой информации счетных декад $СД_1 — СД_n$ на относящиеся к ним индикаторы разрядов.

Выборка информации счетных декад и ее адресация на соответствующие индикаторы разрядов могут быть произведены несколькими способами. Из них наибольшее применение получили способ последовательного опроса счетных декад и фазоимпульсный способ.

При *последовательном опросе* период работы управляющей схемы разбивается на n тактов, количество которых равно числу счетных декад. Функцию генератора тактов может выполнять кольцевой регистр сдвига, запускаемый импульсами ведущего генератора (мультивибратора). Количество разрядов регистра равно числу счетных декад. Каждый такт работы схемы характеризуется подключением к дешифратору выходов соответствующей счетной декады и подачей напряжения на сетку ее индикатора. В течение периода происходит последовательное отображение информации счетных декад. Она возобновляется с каждым следующим периодом работы схемы. Во избежание мелькания изображения информация на индикаторах должна повторяться с частотой $f_n \geq 30 \div 50$ Гц. При этом длительность работы T_p каждого индикатора за период составляет $1/(nf_n)$. Способ последовательного опроса дает яркость свечения, зависящую от числа разрядов (счетных декад), он находит применение при числе разрядов

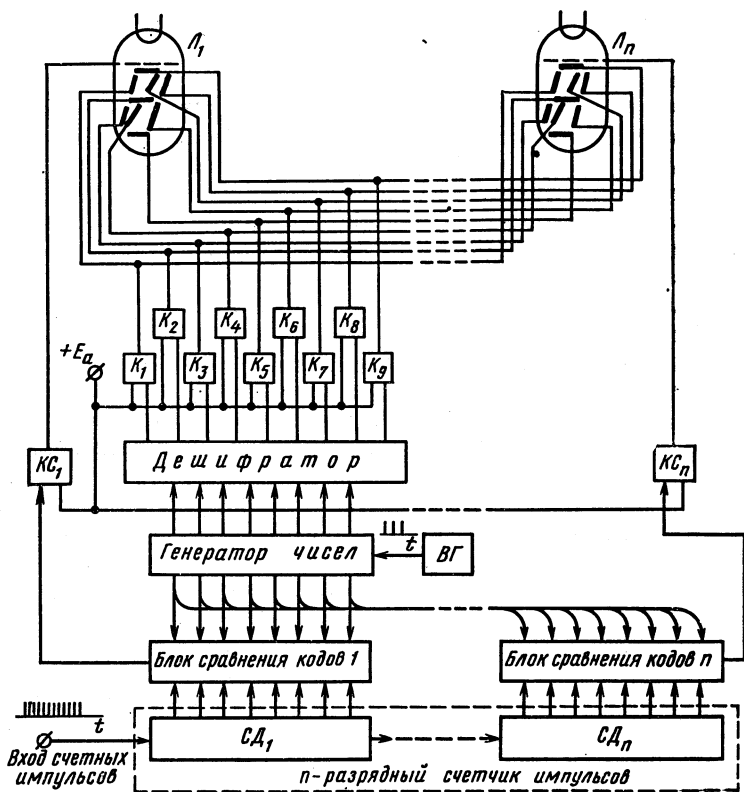


Рис. 4.4. Структурная схема мультиплексного управления вакуумно-люминесцентным индикатором

$n < 10$. При этом обеспечиваются большая длительность работы T_p индикаторов за период, чем при фазоимпульсном способе, и соответственно большая яркость свечения индикаторов.

Мультиплексная схема, построенная по фазоимпульсному способу, основывается на сравнении «опорного кода» числа с кодами чисел счетных декад. При равенстве кодов (чисел) сеточный ключ индикатора соответствующей декады обеспечивает подачу к сетке напряжения питания и индикатор отображает информацию счетной декады. Этот способ использован в мультиплексной схеме, приведенной на рис. 4.4. Характерными блоками схемы являются генератор чисел, управляемый от ведущего генератора ВГ, и блоки сравнения кодов декад.

Генератор чисел представляет собой счетчик импульсов с коэффициентом счета 10. Счетчик работает в том же коде, что и счетные декады. На этапе индикации генератор чисел осуществляет непрерывный подсчет импульсов ВГ. С каждым тактом работы счетчика число, записанное в нем, увеличивается на единицу. При числе 9 очередной

импульс $BГ$ переводит счетчик в состояние «0». Таким образом, показания генератора чисел циклически повторяются от 0 до 9.

Код числа генератора чисел (сигналы его разрядов) преобразуется в код управления сегментами индикаторов. Одновременно код числа генератора поступает на блоки сравнения, на которые подаются также коды чисел, записанные в счетных декадах.

Если в данный такт работы генератора чисел его код числа равен коду числа, записанному, например, в первой счетной декаде $СД_1$, то сигнал на выходе блока сравнения кодов этой декады станет равным нулю. Сеточный ключ $КС_1$ индикатора $Л_1$ перейдет в закрытое состояние и к сетке этого индикатора будет приложено напряжение питания. Индикатор $Л_1$ воспроизведет число генератора чисел, равное числу, записанному в первой счетной декаде. В других тактах работы генератора чисел его коды чисел будут совпадать с кодами чисел других счетных декад. Аналогичным образом будет воспроизводиться информация и на их индикаторах. При равенстве кодов отдельных счетных декад информация на индикаторах будет отображаться одновременно. Повторная регистрация результатов на каждом индикаторе будет производиться через 10 тактов работы генератора чисел. Частота повторения $f_{\text{ц}}$ должна составлять 30—50 Гц для исключения мелькания изображения. Из этих соображений выбирают частоту следования импульсов ведущего генератора: $f_{BГ} = 10f_{\text{ц}} \geq 300 \div 500$ Гц. Обычно частота $f_{BГ} = 1 \div 2$ кГц. Длительность работы T_p каждого индикатора за период индикации равна $1/(10f_{\text{ц}})$ и не зависит от числа разрядов счетчика. Увеличение количества разрядов не приводит к уменьшению яркости свечения индикаторов.

Сеточные транзисторные ключи $КС_1 - КС_n$ выполняют по типу анодных ключей сегментов (см. рис. 4.3). Сетку подключают к выходу ключа на МДП-транзисторах с комплементарной структурой. Напряжением питания сеточных ключей служит общий источник E_a . Так как мультиплексное управление обуславливает импульсный режим работы индикатора, его напряжение питания, токи анодов и сетки выбирают в соответствии с параметрами импульсного режима.

Сравнение кодов для каждой декады осуществляется с помощью комбинационной схемы (рис. 4.5). Равенству чисел счетной декады и генератора отвечает совпадение логических состояний четырех разрядов сравниваемых схем. Элемент \mathcal{E}_1 выявляет совпадение показаний по первым разрядам, элемент \mathcal{E}_2 — по вторым, элемент \mathcal{E}_3 — по третьим, элемент \mathcal{E}_4 — по четвертым.

Поразрядное совпадение показаний характеризуется функцией $F = 1$ при $x = y = 1$ или $x = y = 0$, где x и y — соответственно прямые выходы разрядов счетной декады и генератора чисел. Для указанной ком-

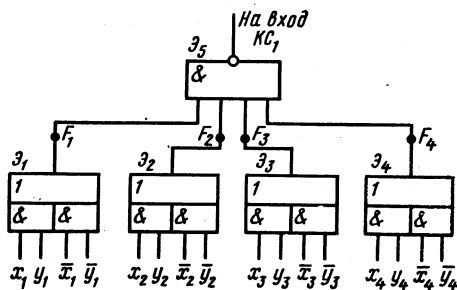


Рис. 4.5. Схема сравнения кодов

бинации переменных элементы $\mathfrak{Z}_1 - \mathfrak{Z}_4$ должны реализовать функцию $F = x \cdot y + \bar{x} \cdot \bar{y}$, что и определяет их структуру. Элемент \mathfrak{Z}_5 формирует выходной сигнал логического «0» при совпадении всех разрядов сравниваемых чисел ($F_1 = F_2 = F_3 = F_4 = 1$).

§ 4.3. ГАЗОРАЗРЯДНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ИНДИКАЦИИ

В газоразрядных приборах, предназначенных для отображения информации, используется свечение, сопровождающее электрический

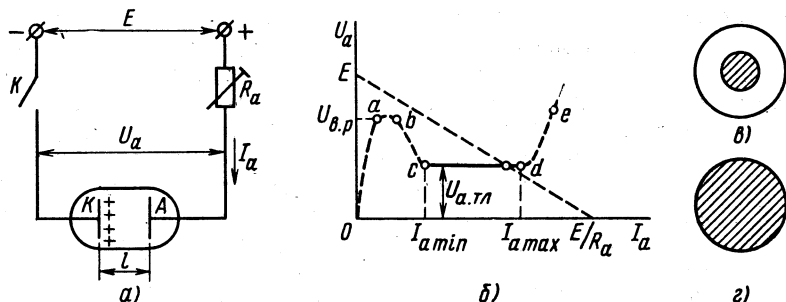


Рис. 4.6. Схема включения двухэлектродного газоразрядного индикатора (а), его вольт-амперная характеристика (б), поверхность катода, участвующая в эмиссии при $I_a < I_{a \max}$ (б) и $I_a > I_{a \max}$ (в)

разряд в газе. Это явление одним из первых нашло применение для индикации. Благодаря непрерывному совершенствованию и использованию новых принципов, высокой надежности и долговечности газоразрядные элементы индикации широко распространены на практике. Приборы выполняются с холодным катодом (без специального подогрева). Все они относятся к приборам самостоятельного (т. е. без накаливаемого катода) тлеющего разряда.

В простейшем виде (рис. 4.6, а) прибор состоит из стеклянной колбы с размещенными внутри двумя плоскими металлическими электродами дискообразной формы, один из которых выполняет функцию катода, а другой — анода. После предварительного создания вакуума прибор наполняют инертным газом.

Прибор через ключ K и балластный резистор R_a подключают к источнику напряжения питания отрицательным полюсом к катоду и положительным — к аноду. Катод является источником электронов, которые после прохождения промежутка катод — анод собираются анодом.

Если плавно уменьшать сопротивление балластного резистора R_a, начиная от больших значений, ток через прибор будет постепенно увеличиваться в соответствии с его вольт-амперной характеристикой (рис. 4.6, б), достигая области тлеющего разряда (участка CD на рис. 4.6, б).]

Участки Oa и ab при малом токе через прибор характеризуются

почти линейным распределением потенциала в межэлектродном промежутке анод — катод в связи с очень малой концентрацией ионов в объеме. Поэтому свечение газа незначительно. Участок *bc* является переходным к участку тлеющего разряда *cd*.

При тлеющем разряде ток через прибор существенно больше и концентрация положительных ионов в межэлектродном промежутке довольно велика. Из-за присутствия ионов устанавливается такое распределение потенциала, при котором почти все подводимое к прибору напряжение приходится на его прикатодную область. В прикатодной области создается высокая напряженность электрического поля, обеспечивающая участие ионов в электронной эмиссии катода. Электроны покидают катод под воздействием бомбардировки его ионами, получающими ускорение в прикатодной области (и о н н о - э л е к т р о н н а я э м и с с и я).

Вследствие высокой напряженности электрического поля в прикатодной области покидающие катод электроны приобретают на участке свободного пробега большую скорость (энергию), в связи с чем при последующих столкновениях с атомами газа они способны вызвать их ионизацию и возбуждение.

И о н и з а ц и я обусловлена отрывом валентного электрона от атома и превращением последнего в положительно заряженный ион. Благодаря ионизации у катода в установившемся разряде создается неизменная концентрация ионов.

В о з б у ж д е н и е заключается в переходе валентного электрона атома газа на более высокий энергетический уровень под воздействием столкновения с электроном. В состоянии возбуждения атом находится малое время (до 10^{-7} с), после чего его электрон возвращается на прежний уровень энергии, соответствующий стационарному состоянию. Возвращение электрона на стационарный уровень энергии сопровождается излучением кванта света с длиной волны, зависящей от рода газа. Из-за возбуждения большого количества атомов прикатодный слой покрыт интенсивным свечением газа, что и используется для индикации.

Участок тлеющего разряда *cd* (рис. 4.6, б) характеризуется постоянством плотности эмиссионного тока J_k катода и почти неизменным падением напряжения на приборе при изменении тока анода I_a (н о р м а л ь н ы й т л е ю щ и й р а з р я д). Росту тока I_a соответствует пропорциональное увеличение площади катода, участвующей в эмиссии (рис. 4.6, в, г) соответственно при малом и большом токах. В точке *d* вся поверхность катода участвует в эмиссии (рис. 4.6, г), свечение плотно покрывает катод и имеет его форму.

Дальнейшее увеличение тока возможно за счет более интенсивной бомбардировки катода ионами. Это требует повышения скорости ионов (их энергии) в прикатодной области, т. е. увеличения катодного падения напряжения на приборе. Наклонный участок *de* (рис. 4.6, б) относится к так называемому а н о м а л ь н о м у т л е ю щ е м у р а з р я д у. Непрерывный режим работы газоразрядных приборов допустим лишь на начальном участке аномального тлеющего разряда (вблизи точки *d*).

Это связано с тем, что при больших токах аномального тлеющего разряда происходит быстро протекающий процесс распыления катода под воздействием ионной бомбардировки, уменьшающий срок службы катода. Указываемый в справочниках допустимый ток в непрерывном режиме часто определяют по максимальному значению тока анода I_{amax} нормального тлеющего разряда. В импульсном режиме работы ток в импульсе может быть большим. В этом случае гарантируется полное покрытие свечением поверхности катода, что важно, например, для цифровых газоразрядных индикаторов. Интенсивность же распыления катода при этом в среднем может уменьшиться, а его срок службы — возрасти, если среднее значение тока в импульсном режиме будет меньше тока в непрерывном режиме.

Для создания тлеющего разряда подводимое напряжение E должно превышать напряжение возникновения разряда $U_{в.р}$ (рис. 4.6, б). Режим работы прибора определяется точкой пересечения линии нагрузки (пунктирной прямой) с вольт-амперной характеристикой тлеющего разряда. Возникновение разряда осуществляют включением ключа K , функцию которого в схемах управления индикаторами выполняет транзистор, работающий в ключевом режиме.

Напряжения возникновения разряда $U_{в.р}$ и поддержания разряда ($U_{п.р} = U_{а.тл}$) зависят от материала катода и рода используемого газа. В качестве материалов катода наибольшее применение получили никель и молибден. Лучшим газовым наполнителем по яркости и контрастности свечения является неон (цвет свечения светло-оранжевый), а также его смеси с аргоном, криптоном, гелием или ксеноном. Последние обеспечивают снижение напряжений возникновения и поддержания разряда, что важно для практического применения приборов.

Простейшими приборами тлеющего разряда являются двухэлектродные световые индикаторы, называемые в обиходе неоновыми лампами. Форма их электродов может быть самой различной: в виде дисков, колец, стержней и т. д. Индикаторы имеют обычное и микроминиатюрное исполнение. Двухэлектродные индикаторы можно использовать и на переменном токе. В индикаторах переменного тока электроды попеременно выполняют функции катода и анода. Форма электродов однотипна (оба электрода, например, в виде круглых дисков или колец). Двухэлектродные индикаторы выпускаются на широкий диапазон рабочих напряжений (60—100 В и выше). Рабочий ток индикаторов зависит от их типа и может составлять 0,1—30 мА.

Тлеющий разряд используется при выполнении знаковых и знако-синтезирующих газоразрядных индикаторов.

Знаковые индикаторы — это многокатодные приборы с одним или двумя анодами. Катоды выполняются из тонкой проволоки в виде цифр, букв, математических символов, располагаются один за другим и связаны с внешними выводами прибора. Индикация производится через стеклянный баллон по свечению, покрывающему тот или иной катод при тлеющем разряде.

В одноанодных индикаторах анод является общим электродом для

всех катодов. При двуханодной конструкции катоды разбивают на две группы. Каждая из групп с относящимся к ней анодом предназначена для воспроизведения определенного вида знаков. Так, в индикаторе ИН-4 одна группа катодов используется для отображения четных чисел в пределах десяти, а другая — нечетных. *Двуханодная конструкция позволяет упростить схему управления индикатором.*

Катоды в знаковых индикаторах располагаются друг за другом параллельно торцу (при торцевой индикации) или стенке (при боко-

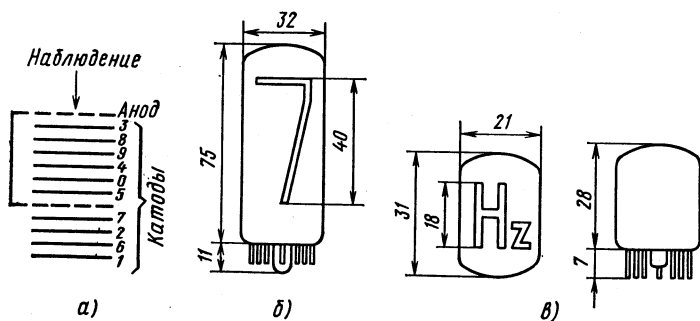


Рис. 4.7. Знаковые газоразрядные индикаторы:

а — схема размещения электродов в одноанодном цифровом индикаторе; б — габаритные размеры цифрового индикатора ИН-18 с боковой индикацией; в — виды сверху и сбоку знакового индикатора ИН-15Б с торцевой индикацией

вой индикации) баллона (рис. 4.7, а — в). Число катодов обычно не превышает 10—12, чем определяется длина алфавита высвечиваемых знаков. Форму катодов, их размеры и последовательность расположения выбирают из условия минимального затемнения сзади расположенных знаков. Анод выполняют в виде сетки из тонкой проволоки. Для обеспечения соразмеримых расстояний между анодом и каждым из катодов сетчатый анод размещают в двух плоскостях между катодами (рис. 4.7, а). Режим работы знаковых индикаторов осуществляют при наибольшем токе нормального тлеющего разряда. Это вызвано необходимостью покрытия всей поверхности катода свечением для отчетливого формирования знаков. Напряжение возникновения разряда в знаковых индикаторах находится в пределах 170—200 В. Потребляемый ток составляет 2—10 мА на знак.

В знакосинтезирующих (сегментных) газоразрядных индикаторах катоды располагаются в одной плоскости (рис. 4.8) и имеют форму линейных отрезков. Схема расположения отрезков и их число зависят от требований к количеству воспроизводимых знаков. Анод здесь, также выполняемый в виде сетки из тон-

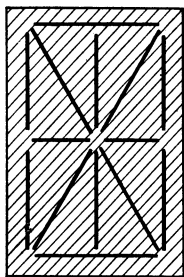


Рис. 4.8. Пример расположения катодов в знакосинтезирующих газоразрядных индикаторах

кой проволоки, размещают перед плоскостью катодов. В знакосинтезирующих индикаторах полностью исключается некоторое искажение знаков за счет теневого эффекта передних катодов, существующее в знаковых индикаторах. Угол возможного наблюдения для знакосинтезирующих индикаторов составляет $120\text{--}150^\circ$ вместо 60° для знаковых. Знакосинтезирующие индикаторы выпускаются с большим числом знакомест плоской конструкции. Приборы характеризуются примерно теми же значениями напряжения возникновения разряда, что и в знаковых индикаторах. Потребляемый ток составляет доли миллиампера на сегмент.

Газоразрядные индикаторы создаются с высотой отображаемых знаков от 9 мм (миниатюрное исполнение) до 40 мм и более. Возможность получения сравнительно больших размеров знаков является существенным преимуществом газоразрядных индикаторов. Их достоинством является также высокая яркость свечения ($50\text{--}100\text{ кд/м}^2$), а также благоприятный для зрительного восприятия светло-оранжевый цвет свечения. Срок службы газоразрядных приборов не менее 10 тыс. ч, быстродействие $10^{-4}\text{--}10^{-3}$ с.

Газоразрядные индикаторы применяются в стационарной контрольно-измерительной аппаратуре, например в щитовых устройствах отображения информации, т. е. в тех случаях, когда не возникает особых трудностей в использовании газоразрядных приборов из-за высокого напряжения управления и большей по сравнению с другими индикаторами потребляемой мощности.

Устройства отображения информации на газоразрядных индикаторах выполняются с использованием методов статического и мультиплексного управления.

Статический метод управления реализуется по структурной схеме рис. 4.2. В качестве выходных ключей используют высоковольтные $p\text{--}n$ -структуры.

На рис. 4.9 приведена схема включения одноанодного цифрового индикатора, отображающего цифры от 0 до 9. На транзисторах $T_0\text{--}T_9$ выполнены управляющие ключи, включенные в цепи катодов индикатора (катодные ключи). Количество транзисторов определяется числом катодов в приборе и равно 10. При воспроизведении требуемой цифры один из транзисторов открыт управляющим импульсом дешифратора, остальные девять транзисторов закрыты. Открытый транзистор подключает к аноду и соответствующему катоду напряжение $+E_a$, обусловли-

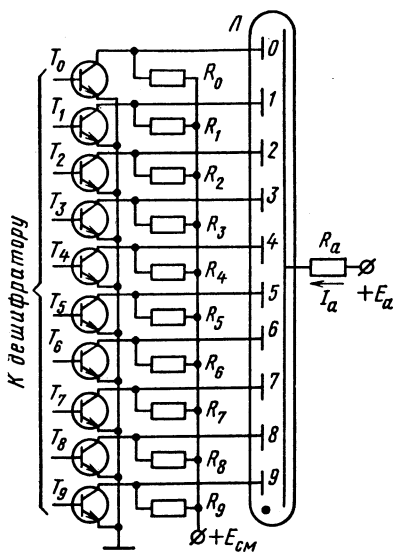


Рис. 4.9. Схема включения одноанодного цифрового индикатора при статическом методе управления

$E_a R_{к6} / (R_{a1} + R_{к6})$, недостаточной для возникновения разряда в промежутке с нечетным катодом. Регистрация нечетной цифры осуществляется при обратном состоянии анодных ключей.

Нечетной цифре в счетной декаде соответствует (см. § 3.13) логическая «1» ее младшего разряда, а четной цифре — логический «0». Это позволяет осуществлять управление транзисторами T_6, T_7 от триггера младшего разряда счетной декады. Базу транзистора T_7 подключают к прямому выходу триггера, а базу транзистора T_6 — к инверсному выходу.

Источник $+E_{см}$ и резисторы $R_1 — R_5, R_{с6}, R_{с7}$ используют для снижения напряжения на коллекторах закрытых транзисторов. Максимальное напряжение на коллекторах транзисторов $T_1 — T_5$ равно $+E_{см}$, а напряжение транзисторов T_6, T_7 находят из соотношения

$$E_{см} + \frac{E_a - E_{см}}{R_c + R_k + R_a} R_c.$$

Недостатком схемы анодных ключей, выполненных по рис. 4.10, а, является потребление ими тока от источника питания при открытых транзисторах. Более предпочтительной в этом отношении является схема анодного ключа на двух транзисторах (рис. 4.10, б). Транзисторы T_1, T_2 включены последовательно в цепи с источником питания. Открытому состоянию одного транзистора соответствует закрытое состояние другого. При высоком уровне напряжения на входе транзистор T_1 открыт, напряжение на аноде индикатора близко к нулю. Транзистор T_2 при этом закрыт, так как его база через открытый транзистор T_1 связана с нулевым потенциалом схемы. Ток, протекающий через транзистор T_1 и равный E_a / R_6 , мал. При $u_{вх} = 0$ транзистор T_1 закрыт, транзистор T_2 открыт. Открытое состояние транзистора T_2 обеспечивается протеканием его тока базы $I_{б2}$ через резистор R_6 . Открытым транзистором T_2 осуществляется подача напряжения питания на анод индикатора.

Мультиплексный метод управления может быть реализован по структурной схеме рис. 4.4. Информация выводится на одноанодные цифровые или знаковосинтезирующие газоразрядные индикаторы. Одноименные катоды индикаторов объединяют. Выходные катодные ключи управления собирают по типу схемы, приведенной на рис. 4.9. Функцию ключей $KC_1 — KC_n$ на рис. 4.4 выполняют анодные транзисторные ключи. Анодный транзисторный ключ для каждого индикатора может выполняться так же, как, например, ключ на транзисторе T_6 в схеме рис. 4.10, а или по типу схемы рис. 4.10, б.

Мультиплексное управление, характеризующееся импульсным режимом питания газоразрядных индикаторов, дает значительное улучшение качества свечения и условий работы приборов. При импульсном режиме питания импульс анодного тока $I_{ам}$ выбирают в несколько раз большим номинального значения тока в статическом режиме. Этим достигаются необходимая яркость свечения, полное покрытие свечением поверхностей катодов (полноценное отображение всех знаков при неизбежном различии в их площади), а также отсутствие ореолов. Поскольку отображение знака каждым индикатором осущест-

вляется в течение одного из десяти тактов работы схемы, среднее значение тока индикаторов равно $0,1 I_{ам}$. Оно в несколько раз меньше тока в статическом режиме, что сказывается на уменьшении потребляемой индикатором мощности и увеличении его срока службы.

§ 4.4. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ИНДИКАЦИИ

Принцип действия полупроводниковых элементов индикации основывается на излучении квантов света при рекомбинации носителей

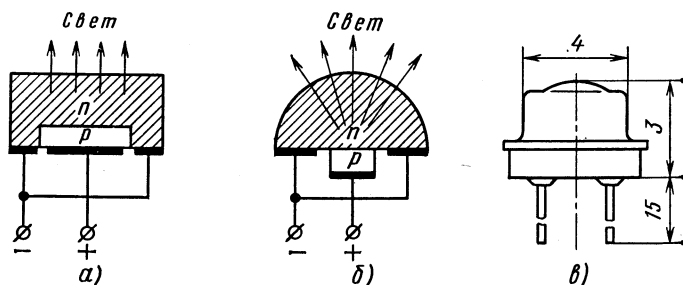


Рис. 4.11. Светодиод: планарная (а) и полусферическая (б) конструкции; вид сбоку и габаритные размеры светодиодов серии АЛ102 (в)

заряда, прошедших электронно-дырочный переход, смещенный в прямом направлении. Представителем полупроводниковых элементов индикации является светодиод (рис. 4.11, а, б).

Как известно (см. § 1.1), рекомбинация характеризуется переходом электрона из зоны свободных уровней на уровни валентной зоны. Излучение кванта света, связанное с отдачей энергии электроном при переходе на более низкий уровень энергии, свойственно всем полупроводниковым материалам. Однако для многих из них, например для германия и кремния, измеряемая энергия мала и излучение находится в невидимой части спектра. Причиной является относительно малая ширина запрещенной зоны ΔW_z этих полупроводников. Излучение видимого света при рекомбинации носителей заряда генерируют полупроводниковые материалы, имеющие большую, чем у германия и кремния, ширину запрещенной зоны. Наибольшее применение при изготовлении светодиодов получили фосфид галлия GaP ($\Delta W_z = 2,2$ эВ), арсенид галлия GaAs ($\Delta W_z = 1,5$ эВ) и карбид кремния SiC ($\Delta W_z = 2,3 \div 3,1$ эВ).

Длина волны (цвет) излучаемого света определяется разностью энергий уровней, между которыми происходит преимущественный переход электронов при рекомбинации. Эта разность может быть близка к ширине запрещенной зоны (как в арсениде галлия) или меньше ее (как в фосфиде галлия и карбиде кремния). В первом случае рекомбинация носителей заряда сопровождается непосредственным

переходом электронов из зоны проводимости в валентную зону (прямая рекомбинация). Во втором случае рекомбинация происходит через рекомбинационные центры (ловушки), локальные уровни энергии которых располагаются внутри запрещенной зоны (непрямая рекомбинация). Путем подбора типа дополнительно вносимой примеси можно задавать требуемые значения локальных уровней и тем самым получать необходимый цвет свечения (в частности, красный, желтый, оранжевый и зеленый). Цвет свечения выпускаемых в настоящее время полупроводниковых индикаторов преимущественно красный.

Электронно-дырочный переход светодиодов (рис. 4.11, а, б) выполняют несимметричным, с концентрацией дырок в p -слое (эмиттере), много большей концентрации электронов в n -слое (базе). Тем самым при прямом напряжении смещения ток в светодиоде создается преимущественно дырками эмиттера, переходящими под действием инжекции в базу, где они рекомбинируют с электронами.

Свет в светодиодах генерируется вблизи p - n -перехода, откуда он распространяется во всех направлениях прямолинейно. Конструкцию светодиода выполняют такой, чтобы получить наибольшую поверхность светоотдачи при наименьшей потере света за счет его поглощения в толще полупроводника. Этим обуславливаются и малые габариты светодиодов. Интенсивность излучения существенно повышается при выполнении светодиодов из прозрачного материала (фосфида галлия).

Вольт-амперная характеристика светодиодов подобна характеристикам германиевых и кремниевых диодов. Отличие проявляется в большем падении напряжения при протекании прямого тока. Это связано с большей шириной ΔW_z полупроводников, используемых для производства светодиодов. С увеличением прямого тока их яркость свечения возрастает. Светодиоды применяют в непрерывном и импульсном режимах работы. Их рабочие напряжения в непрерывном режиме составляют 3—6 В, а токи — 5—15 мА. В импульсном режиме амплитуда тока может быть в десятки раз больше его среднего значения. При этом мощность, рассеиваемая в приборе, не должна превышать допустимую мощность, составляющую для светодиодов 20—100 мВт. Светодиоды характеризуются высоким быстродействием (10^{-8} — 10^{-6} с). Яркость свечения составляет 10—100 кд/м², срок службы 10—100 тыс. ч. Внешний вид и габаритные размеры светодиодов серии АЛ102 с линзой в отверстии корпуса показаны на рис. 4.11, в.

Светодиоды находят применение для индикации режима работы узлов и блоков различных систем. Их миниатюрное исполнение используют для создания малогабаритных световых матричных экранов буквенно-цифровой индикации с высокой разрешающей способностью. Конструктивно такой экран (рис. 4.12) представляет собой набор из 35 светодиодов (5×7 элементов) на знакоместо, размещенных на диэлектрической или металлической подложке (гибридный вариант). В интегральном варианте все светодиоды изготовляют на общей полупроводниковой пластине. Один вывод каждого светодиода связан с шиной его столбца, а другой — с шиной строки. Отображе-

ние информации на светодиодных экранах производится по принципу матричной адресации.

На основе светодиодов выполняют полупроводниковые знаковосинтезирующие индикаторы (рис. 4.13, а, б). Число используемых светодиодов здесь равно количеству сегментов знаковосинтезирующего символа (например, 7, рис. 4.13, б). С целью преобразования свечения то-

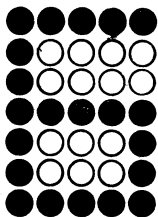


Рис. 4.12. Принцип выполнения матричных экранов на светодиодах

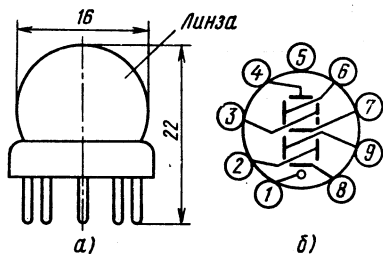


Рис. 4.13. Вид сбоку (а) и схема цоколевки цифрового индикатора КЛ104А (б) (1 — общий вывод анодов, 2—4, 6—9 — выводы катодов, 5 — свободный вывод)

чного источника, каким является светодиод, в свечение сегмента сверху каждого светодиода наносят полоску из светорассеивающего материала. Этот принцип применяют при создании светодиодных панелей плоской конструкции с большим числом располагаемых в ряд или в несколько рядов знакомест. Светодиодные панели предназначены для отображения текстовой или цифровой информации. Знакосинтезирующие полупроводниковые индикаторы выпускают с высотой отображаемых знаков до 15 мм.

Благодаря невысокой стоимости, низким напряжениям питания, малой потребляемой мощности и большому сроку службы полупроводниковые индикаторы наиболее предпочтительны для создания современного переносного и портативного оборудования различного назначения. Их целесообразно применять также в устройствах, предназначенных для отображения большого объема информации.

Схемы управления на полупроводниковых цифровых индикаторах при количестве разрядов (знакомест) 2—3 выполняют по статическому методу. При большем числе разрядов используют мультиплексный метод (см. рис. 4.4). Вся информационно-логическая часть схемы реализуется на интегральных микросхемах.

Мультиплексная схема включения полупроводниковых цифровых индикаторов показана на рис. 4.14. Катодные ключи управления индикаторами выполнены на транзисторах $T_1 — T_7$, а анодные ключи — на транзисторах $T_{a1} — T_{a7}$. Транзисторы анодных ключей включены последовательно с индикаторами. Такое их включение выгоднее, чем параллельное (см. рис. 4.10, а), так как управляющая схема при этом не потребляет энергию в те такты работы схемы, ког-

да информация на индикаторе не отображается. Последовательное включение анодных ключей для управления полупроводниковыми индикаторами осуществимо ввиду низких рабочих напряжений этих индикаторов. Катодные ключи управляются сигналами с выходов дешифратора. Анодные ключи получают сигналы управления от блоков сравнения кодов соответствующих декад (см. рис. 4.4).

При открытых катодных ключах, но закрытом анодном ключе, например транзисторе T_{a1} индикатора I_1 (рис. 4.14), питание на ин-

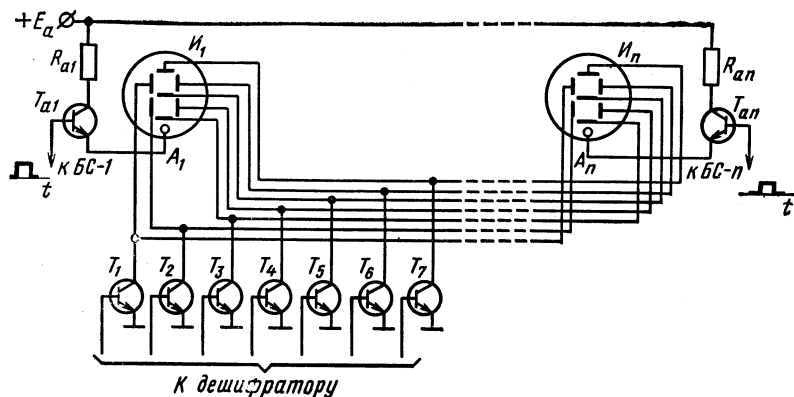


Рис. 4.14. Мультиплексная схема включения полупроводниковых цифровых индикаторов

дикатор не подается и информация на нем не отображается. Ток через транзистор T_{a1} и светодиоды индикатора не протекает. Открытые анодный и катодные ключи (например, транзисторы T_1, T_4, T_5, T_6) подключают соответствующие светодиоды через резистор R_{a1} к источнику питания, обеспечивая протекание через них тока необходимой величины и отображение информации (в данном случае цифры 4).

Каждый из анодных ключей открывается в течение одного из 10 тактов работы схемы (см. рис. 4.4), в связи с чем токи, протекающие через светодиоды, имеют импульсный характер. Средний ток светодиода I_{cp} связан с током в импульсе I_m соотношением $I_{cp} = I_m/10$, причем одновременно может быть включено несколько светодиодов (сегментов). Минимальное количество одновременно включенных светодиодов равно двум (при отображении цифры 1 открыты транзисторы T_4, T_6), а максимальное — семи (при регистрации цифры 8). Из-за различия в количестве одновременно включенных светодиодов ток I_m при отображении цифр от 0 до 9 будет изменяться. Наибольший ток протекает при наименьшем числе (два) одновременно включенных светодиодов, т. е. $I_{m \max} = (E_a - U_a)/(2R_a)$, где U_a — падение напряжения на светодиоде. Поскольку среднее значение тока светодиода при этом не должно превышать максимально допустимого значения $I_{cp, \text{доп}}$, получаем расчетное соотношение для выбора сопротивления резистора R_a : $R_a \geq (E_a - U_a)/(20I_{cp, \text{доп}})$. Напряжение E_a

обычно составляет $(1,5 \div 2)U_a$. Транзисторы анодных и катодных ключей (в микросхемном исполнении) выбирают на напряжение E_a и ток $I_{m \max}$.

§ 4.5. ЖИДКОКРИСТАЛЛИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ ИНДИКАЦИИ

Жидкокристаллическое состояние вещества является промежуточным между жидким и твердым его состояниями. Вещество, находящееся в жидкокристаллическом состоянии, обладает свойствами и

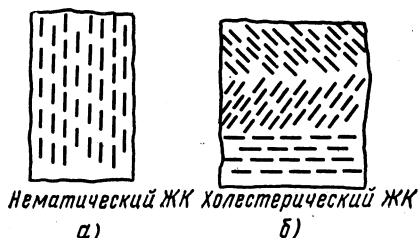


Рис. 4.15. Ориентация молекул в нематическом (а) и холестерическом (б) жидких кристаллах

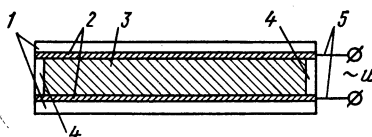


Рис. 4.16. Конструкция ЖК-индикатора (1 — стеклянные пластины, 2 — электроды из окиси олова, 3 — слой жидкого кристалла, 4 — уплотнительные прокладки, 5 — внешние выводы)

жидкости (текучестью, способностью образовывать капли), и кристаллического тела (упорядоченным расположением молекул), благодаря чему ряд его физических свойств зависит от направления измерения. Общим признаком жидкокристаллических веществ служит удлинённая (сигарообразная) форма их молекул.

Способностью находиться в жидкокристаллическом состоянии чаще всего обладают органические соединения, причем это свойство проявляется лишь при определенном для каждого вещества диапазоне температур. За границами этого диапазона вещество принимает свойства либо твердого тела, либо изотропной жидкости. По характеру взаимной ориентации молекул различают три типа жидкокристаллических веществ: нематические, холестерические и смектические.

Интерес к жидким кристаллам (ЖК) для элементов индикации вызван изменением ориентации их молекул под воздействием электрического поля и связанным с этим изменением светопропускной способности (прозрачности) жидкокристаллических веществ. В таких индикаторах используются нематические и холестерические ЖК. Смектические жидкокристаллические вещества из-за высокой вязкости широкого применения здесь не нашли. Ориентация молекул в нематическом и холестерическом ЖК в отсутствие электрического поля показана на рис. 4.15.

В жидких кристаллах наблюдается большое количество электрооптических эффектов, влияющих на светопропускную способность.

Они могут вызываться либо проводимостью ЖК, либо электрическим полем (полевые эффекты). Из электрооптических эффектов, обусловленных проводимостью, наибольшее применение для элементов индикации нашло динамическое рассеяние света, а из полевых эффектов — скручивание нематической фазы.

Простейший ЖК-индикатор, основанный на эффекте динамического рассеяния света (рис. 4.16), состоит из двух

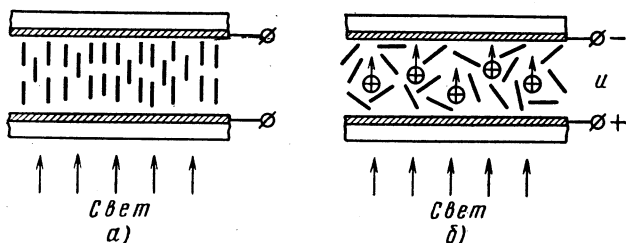


Рис. 4.17. Ориентация молекул в ЖК-индикаторе при отсутствии (а) и наличии (б) напряжения

параллельных стеклянных пластин 1 с нанесенными на внутренней поверхности прозрачными электродами 2 из окиси олова (при работе «на просвет») и слоя жидкокристаллического вещества 3 между ними. При работе в режиме отражения света один из электродов выполняется зеркально отражающим (алюминий, никель). Толщина слоя жидкого кристалла составляет 10—25 мкм. Уплотнительные прокладки 4 изолируют объем и определяют зазор между пластинами. Проводящие электроды связаны с внешними выводами 5 прибора. Индикатор требует внешнего освещения или подсвета.

В индикаторах с эффектом динамического рассеяния света в нематический ЖК вносится добавка небольшого количества ионных соединений (электролита). При отсутствии напряжения ориентация вытянутых молекул ЖК упорядочена (см. рис. 4.15, а). Молекулы располагаются перпендикулярно плоскостям обоих электродов (рис. 4.17, а) или имеют относительно них некоторый наклон. В исходной ориентации молекул слой ЖК прозрачен.

С приложением напряжения возникает движение ионов электролита в направлении электродов (на рис. 4.17, б показано направление движения только положительных ионов), вызывающее беспорядочное перемещение молекул жидкого кристалла (турбулентное движение) и его перемешивание. Создается динамическая неустойчивость ориентации молекул ЖК, и их упорядоченная ориентация нарушается. Молекулы создают сильное рассеивающее действие падающему свету, ЖК теряет прозрачность, и цвет его становится молочно-белым. При снятии напряжения питания молекулы ЖК возвращаются в исходное состояние ориентации, прозрачность слоя восстанавливается.

Присутствие ионов в ЖК обуславливает проводимость индикаторов с динамическим рассеянием света и протекание через жидкий кристалл тока при наличии напряжения. Вследствие ионной проводимости создается опасность электролитического распада жидкокристаллического вещества, особенно при питании от источника постоянного напряжения. Для повышения срока службы индикаторов

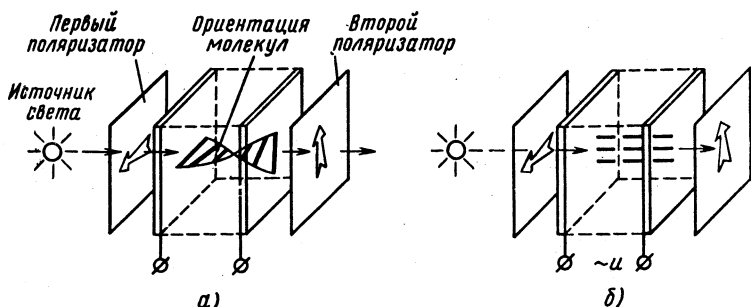


Рис. 4.18. Ориентация молекул в ЖК-индикаторе со скручиванием нематической фазы при отсутствии (а) и наличии (б) напряжения

их питание осуществляют от источников переменного напряжения (обычно прямоугольной формы) с частотой 25—200 Гц. Амплитуда рабочих напряжений равна 15—30 В. Изменение оптических свойств наступает при пороговом напряжении 5—10 В. Время изменения оптического состояния после подачи или снятия напряжения питания составляет 50—300 мс. Максимально достигаемая контрастность равна 20—40. Потребляемый ток лежит в пределах 5—25 мкА/см², а мощность — 50—550 мкВт/см². Срок службы достигает 10 тыс. ч.

В индикаторах со скручиванием нематической фазы («твист»-эффектом) исходному состоянию отвечает скрученная структура молекул нематического ЖК в межэлектродном промежутке (рис. 4.18, а). По мере удаления от одной плоскости электрода к другой угол поворота молекул увеличивается и достигает 90°. Одним из методов создания такой ориентации молекул является полировка внутренних поверхностей стеклянных пластин в одном направлении и затем установка их с поворотом на 90° относительно направления полировки. При работе «на просвет» на внешние поверхности стеклянных пластин наносят поляризационные пленки. Плоскости поляризации поляризаторов взаимно перпендикулярны (скрещены). Если индикатор должен работать в режиме отражения, то за вторым поляризатором помещают отражатель.

На рис. 4.18, а приведена модель ЖК-ячейки, помещенной между двумя поляризаторами со скрещенными направлениями поляризации (показаны стрелками). В отсутствие возбуждающего напряжения плоскополяризованная световая волна, образованная первым

поляризатором, поворачивается на 90° при прохождении слоя жидкого кристалла. Ее пропускает второй поляризатор, поскольку плоскость световой волны, прошедшей ЖК, будет совпадать с плоскостью поляризации этого поляризатора. ЖК-ячейка оказывается светлой и прозрачной.

Приложенное к индикатору напряжение (рис. 4.18, б) вызывает поворот молекул и установку их параллельно вектору электрического поля. Скрученная структура молекул исчезает. Слой ЖК не создает поворота плоскополяризованной световой волны. Проходящий через ЖК поляризованный свет не пропускается вторым поляризатором. ЖК-ячейка становится темной и непрозрачной. При снятии возбуждающего напряжения скрученная структура молекул восстанавливается. Второй поляризатор пропускает свет, и ячейка вновь становится светлой.

Эффект скручивания нематической фазы в отличие от эффекта динамического рассеяния света является чисто полевым. Для его реализации пропускать ток через ЖК-ячейку не нужно, что дает существенный выигрыш в энергопотреблении.

Управление индикатором также производят переменным напряжением. Рабочие напряжения составляют 5—10 В, а пороговое напряжение — 0,9—1,5 В. Время изменения оптического состояния то же, что и в индикаторах с динамическим рассеянием света. Максимально достигаемая контрастность значительно выше (30—100). Потребляемый ток и мощность существенно меньше (1—10 мкА/см² и 5—50 мВт/см²). Срок службы достигает 50—100 тыс. ч.

Жидкокристаллические индикаторы работают в ограниченном температурном диапазоне. Это обуславливается, во-первых, ограниченным диапазоном температур, при котором вещества проявляют свойства жидких кристаллов: температура от -5 до -30°C определяет их точку плавления, температура от $+60$ до $+80^\circ\text{C}$ соответствует точке «просветления». Во-вторых, в области отрицательных температур существенно увеличивается время изменения оптического состояния (индикаторы становятся недопустимо инерционными). Типичный температурный диапазон индикаторов составляет от 0 до $+50^\circ\text{C}$. При отрицательных температурах окружающей среды осуществляют подогрев индикаторов.

Жидкие кристаллы нашли преимущественное применение в буквенно-цифровых индикаторах. Эти индикаторы выполняют со знакомосинтезированием. Прибор содержит сигнальный и знаковые электроды. Сигнальный электрод выполняют сплошным. Он может быть прозрачным или отражающим. Прозрачные знаковые электроды имеют вид сегментов. Они создаются во второй электродной плоскости индикатора. Число сегментов зависит от используемой знакомосинтезирующей фигуры и может быть самым различным. Различным может быть в приборе и количество знакомосинтезирующих фигур (знакомест). Высота отображаемых знаков в ЖК-индикаторах достигает 50 мм.

ЖК-индикаторы, так же как и полупроводниковые индикаторы, находят в настоящее время все большее применение и являются весьма перспективными. Они охватывают области применения полупро-

водниковых индикаторов. ЖК-индикаторы с большим размером отображаемых знаков конкурентоспособны также в областях применения вакуумно-люминесцентных и газоразрядных индикаторов.

Элементы индикации на основе жидких кристаллов отличаются от индикаторов других типов наименьшим потребляемым током. По электрическим параметрам они согласуются с интегральными МДП-микросхемами. Таким образом, ЖК-индикаторы позволяют создавать устройства отображения информации с минимальной потребляемой мощностью (например, наручные часы). Вместе с тем при создании устройств отображения информации приходится считаться с такими недостатками ЖК-индикаторов, как необходимость внешнего освещения или подсветки, узкий температурный диапазон применения, наименьшее из всех индикаторов быстродействие.

Управление буквенно-цифровыми ЖК-индикаторами производится преимущественно по статическому методу. Каждый индикатор (синтезирующая фигура) имеет собственную информационно-логическую схему, преобразующую код числа его счетной декады в сигналы управления сегментами. Для исключения влияния электрохимических явлений на срок службы индикаторов как с эффектом динамического рассеяния света, так и с эффектом скручивания нематической фазы их питание осуществляют переменным напряжением. Форма кривой напряжения питания обычно прямоугольная. Выборку сегментов при отображении знаков производят методом инверсии фазы подводимых к сегментам напряжений.

Сущность метода заключается в следующем. К общему сигнальному электроду и знаковым электродам (сегментам) подаются переменные напряжения прямоугольной формы с амплитудой, вдвое меньшей номинальной. При этом напряжения на сегментах могут быть в противофазе или в фазе с напряжением питания общего сигнального электрода (рис. 4.19). Если напряжение на сегменте (например, на сегменте 1) находится в противофазе с напряжением общего электрода, то к нему относительно общего электрода прикладывается переменное напряжение двойной амплитуды, что обеспечивает участие сегмента в отображении знака. Если на-

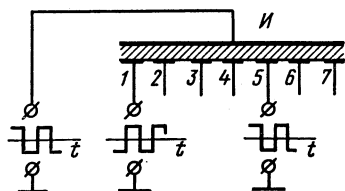


Рис. 4.19. Принцип управления цифровым ЖК-индикатором методом инверсии фазы

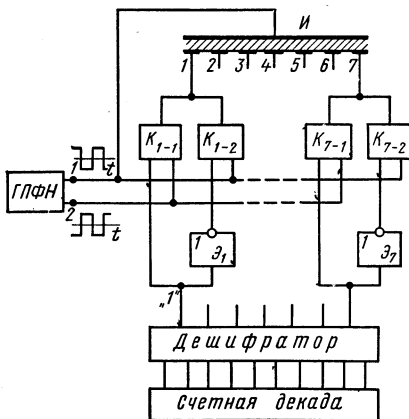


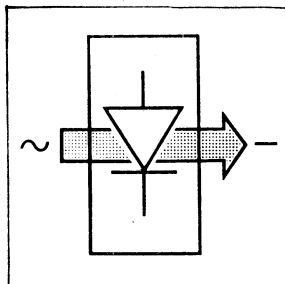
Рис. 4.20. Структурная схема управления цифровым ЖК-индикатором методом инверсии фазы

пряжение на сегменте (например, на сегменте 5) совпадает по фазе с напряжением общего электрода, то напряжение между ними равно нулю, что исключает участие сегмента в синтезе знака. Управление фазой напряжений питания сегментов осуществляют от счетной декады с помощью дешифратора и транзисторных ключей.

Структурная схема управления семисегментным ЖК-индикатором методом инверсии фазы приведена на рис. 4.20. Напряжения питания индикатора формируются генератором парафазного напряжения (ГПФН). Напряжение с выхода 1 генератора подается на общий сигнальный электрод. Каждый из знаковых электродов связан с обоими выходами генератора посредством двух ключей. Один из ключей управляется сигналом с выхода дешифратора непосредственно, а другой — через инвертор.

При поступлении сигнала «1», например, с первого выхода дешифратора ключ K_{1-1} открывается, а ключ K_{1-2} закрывается. Ключ K_{1-1} связывает выход 2 генератора с первым сегментом индикатора. Между этим сегментом и общим электродом будет приложено переменное напряжение двойной амплитуды с выходов 1, 2 генератора, что обеспечивает участие сегмента в отображении информации счетной декады. Если на том же выходе дешифратора имеется сигнал «0», то открытым будет ключ K_{1-2} , а закрытым — ключ K_{1-1} . Напряжение с выхода 1 будет подано и на сигнальный, и на знаковый электроды. Напряжение между ними равно нулю. Участие сегмента в формировании знака исключается. Аналогично осуществляется управление и остальными сегментами индикатора.

Мультиплексный метод построения схемы управления ЖК-индикаторами не получил широкого распространения, что объясняется недостаточным быстроедействием этих индикаторов.



МАЛОМОЩНЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ ОДНОФАЗНОГО ТОКА

§ 5.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Выпрямителем называют устройство, предназначенное для преобразования энергии источника переменного тока в постоянный ток. Необходимость в подобном преобразовании возникает, когда питание потребителя осуществляется постоянным током, а источником электрической энергии является источник переменного тока, например промышленная сеть частотой 50 Гц.

В настоящей главе рассматриваются схемы выпрямителей с потребляемой нагрузкой мощностью до нескольких сотен ватт, в связи с чем их относят к классу маломощных выпрямителей. Такие выпрямители предназначены для питания постоянным током различных систем и устройств промышленной электроники, решающих задачи управления, регулирования, переработки, отображения информации и т. д.

При указанной мощности нагрузки задачу преобразования электрической энергии переменного тока в постоянный ток решают с помощью однофазных выпрямителей, питающихся от однофазной сети переменного тока. Структурная схема системы преобразования электрической энергии с однофазным выпрямителем показана на рис. 5.1. Основой ее является выпрямитель на одном или нескольких диодах, соединенных по определенной схеме. При построении системы преобразования по рис. 5.1 трансформатор на входе диодной схемы выполняет вспомогательную роль. Его функция сводится к повышению или понижению вторичного напряжения U_2 при заданном первичном напряжении U_1 (рис. 5.2, а, б) с целью по-

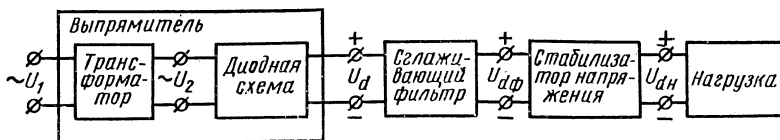


Рис. 5.1. Структурная схема маломощного источника питания

лучения требуемой величины постоянного напряжения на выходе. По такому принципу выполняется система с однофазным мостовым выпрямителем. Вместе с тем имеются схемы выпрямителей, в которых трансформатор является их неотъемлемой частью, например схема однофазного двухполупериодного выпрямителя с выводом нулевой точки трансформатора (однофазная нулевая схема). Соотношение чисел витков вторичной и первичной обмоток трансформатора здесь также определяется величиной постоянного напряжения на выходе выпрямителя.

Однофазная нулевая и мостовая схемы выпрямления нашли наибольшее

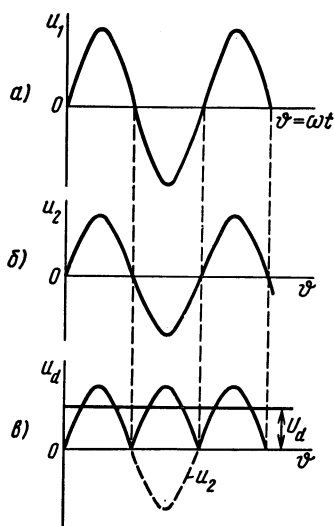


Рис. 5.2. Временные диаграммы, иллюстрирующие принцип выпрямления однофазного тока

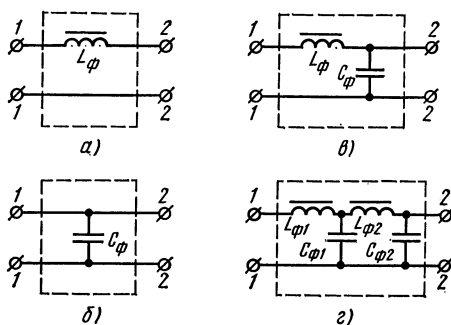


Рис. 5.3. Виды сглаживающих фильтров: а — простейший индуктивный фильтр; б — простейший емкостный фильтр; в — однозвенный Г-образный LC-фильтр; г — двухзвенный Г-образный LC-фильтр

применение в маломощных выпрямителях однофазного тока.

Принцип выпрямления основывается на получении с помощью диодной схемы из двуполярной синусоидальной кривой напряжения $u_2(\omega t)$ однополярных полувольт напряжения $u_d(\omega t)$ (рис. 5.2, в). Напряжение $u_d(\omega t)$ характеризует кривую выпрямленного напряжения выпрямителя. Ее постоянная составляющая U_d определяет среднее значение выпрямленного напряжения.

Как видно из рис. 5.2, в, кривая выпрямленного напряжения помимо постоянной составляющей содержит переменную (пульсирующую) составляющую, которая определяется разностью напряжений $u_d(\omega t) - U_d$. Наличие переменной составляющей в подавляющем большинстве случаев является нежелательным. Поэтому осуществляют фильтрацию выпрямленного напряжения путем подключения к выходу выпрямителя сглаживающих фильтров (см. рис. 5.1).

Сглаживающие фильтры выполняют на основе реактивных элементов — дросселей и конденсаторов, которые оказывают соответственно большое и малое сопротивления переменному току и наоборот — для постоянного тока. Указанные свойства этих элементов используют при построении простейших сглаживающих фильтров: *с г л а ж и в а ю щ и й д р о с с е л ь в к л ю ч а ю т п о с л е д о в а т е л ь н о с н а г р у з к о й, а к о н д е н с а т о р — п а р а л л е л ь н о е й*. Виды сглаживающих фильтров показаны на рис. 5.3. На рис. 5.3, а, б представлены схемы простейших одноэлементных сглаживающих фильтров, выполненных соответственно на основе дросселя L_f и конденсатора C_f ; на рис. 5.3, в — схема однозвенного Г-образного LC-фильтра, а на рис. 5.3, г — схема двухзвенного сглаживающего фильтра с использованием двух Г-образных LC-фильтров. Путем надлежащего выбора параметров фильтра получают постоянное напряжение, удовлетворяющее нагрузку в отношении пульсаций.

Наличие сглаживающего фильтра оказывает значительное влияние на режим работы выпрямителя и его элементов. Существенным при этом является характер входной цепи сглаживающего фильтра, определяющий совместно с внешней нагрузкой вид нагрузки выпрямителя. Так, для сглаживающих фильтров, выполненных по схемам рис. 5.3, а, в, г, нагрузка выпрямителя носит активно-индуктивный характер, а для сглаживающего фильтра, выполненного по схеме рис. 5.3, б, — активно-емкостный характер.

Между сглаживающим фильтром и нагрузкой иногда подключают стабилизатор напряжения (см. рис. 5.1), обеспечивающий поддержание с необходимой точностью требуемой величины постоянного напряжения на нагрузке в условиях изменения напряжения питающей сети и тока нагрузки.

В следующих параграфах более подробно рассматриваются выпрямители, сглаживающие фильтры и стабилизаторы, предназначенные для работы на маломощную нагрузку. Поскольку режим чисто активной нагрузки не является характерным для выпрямителя, его используют только для изучения принципа действия схем выпрямителей и их качественной оценки.

Вместе с тем некоторые из рассматриваемых в настоящей главе вопросов (касающихся схем выпрямителей и сглаживающих фильтров) являются общими также для выпрямителей средней и большой мощности (см. гл. 6). В частности, в отдельных случаях выпрямители средней и большой мощности выполняют по однофазным схемам. Общим для всех выпрямителей является их преимущественное применение при активно-индуктивном характере нагрузки: для маломощных выпрямителей — со сглаживающим LC-фильтром, а для выпрямителей средней и большой мощности — со сглаживающим L-фильтром. Поэтому материал по маломощным выпрямителям дан с учетом рассмотрения общих вопросов и используется затем в гл. 6.

§ 5.2. СХЕМА ОДНОФАЗНОГО ДВУХПОЛУПЕРИОДНОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ С НУЛЕВЫМ ВЫВОДОМ

Принцип действия схемы. Основные соотношения

Схема выпрямителя показана на рис. 5.4, а. Необходимым элементом выпрямителя является силовой трансформатор Tr с двумя вторичными обмотками w_{2-1} и w_{2-2} , связанными с первичной обмоткой w_1 коэффициентом трансформации $n = w_1/w_{2-1} = w_1/w_{2-2}$. Схема соединения обмоток такова, что одинаковые по величине напряжения на выводах вторичных обмоток относительно общей (нулевой) точки сдвинуты по фазе на 180° . Вторичные обмотки трансформатора подключены к анодам диодов D_1, D_2 . Выходное напряжение U_d снимается между нулевой точкой трансформатора и общей точкой соединения катодов обоих диодов. Принцип действия схемы рассмотрим для случая чисто активной нагрузки R_H с использованием временных диаграмм напряжений и токов, приведенных на рис. 5.4, б—з.

При поступлении полуволны напряжения u_1 положительной полярности (интервал $0 - \pi$ на рис. 5.4, б) на вторичных обмотках трансформатора действуют напряжения u_{2-1} и u_{2-2} (рис. 5.4, в) с полярностью относительно нулевой точки, показанной на рис. 5.4, а без скобок. К аноду диода D_1 относительно нулевой точки прикладывается напряже-

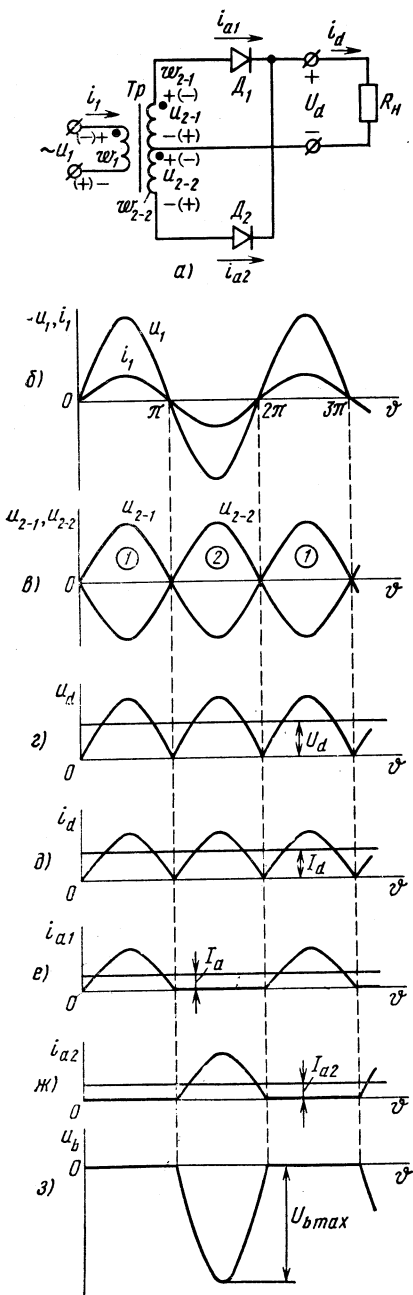


Рис. 5.4. Схема однофазного двухполупериодного выпрямителя с выводом нулевой точки трансформатора (а) и его временные диаграммы (б — з)

ние положительной полярности, а к аноду диода D_2 — отрицательной.

При указанной полярности напряжений на анодах диод D_1 на интервале $0 - \pi$ открыт, а диод D_2 закрыт. Поскольку в открытом состоянии падение напряжения на диоде мало, практически все напряжение u_{2-1} прикладывается к нагрузке R_n , создавая на ней напряжение u_d . На данном интервале анодный ток диода равен току нагрузки $i_{a1} = i_d = u_{2-1}/R_n$ (рис. 5.4, *г* — *е*). В конце интервала $0 - \pi$ напряжения и токи в схеме достигают нулевых значений.

При поступлении напряжения u_1 отрицательной полярности (интервал $\pi - 2\pi$ на рис. 5.4, *б*) полярность напряжений на вторичных обмотках становится обратной (рис. 5.4 *а*, *в*). В проводящем состоянии находится диод D_2 , а диод D_1 закрыт. К нагрузке R_n прикладывается напряжение u_{2-2} , определяющее напряжение u_d той же полярности, что и на предшествующем интервале. Теперь токи в схеме определяются полуволной напряжения положительной полярности u_{2-2} : $i_d = i_{a2} = u_{2-2}/R_n$ (рис. 5.4, *д*, *ж*).

В последующем процессы в схеме повторяются: поочередно проводят ток то диод D_1 , то диод D_2 . Токи и напряжения в схеме изменяются во времени согласно диаграммам рис. 5.4, *б* — *ж*.

Определим основные соотношения между токами и напряжениями в схеме. Поскольку при расчете схемы исходными являются среднее значение выходного напряжения U_d (тока I_d) и сопротивление нагрузки $R_n = U_d/I_d$, а также действующее значение напряжения питающей сети U_1 (127, 220, 380 В и т. д.), связи между напряжениями и токами находим относительно исходных величин. Расчет проводим, полагая равными нулю падения напряжений на диодах, в обмотках трансформатора, соединительных и подводящих проводах.

Связь между действующим значением вторичного напряжения U_2 трансформатора со средним значением выпрямленного напряжения U_d находим из кривой рис. 5.4, *г*, определяя напряжение U_d как среднее за полупериод значение напряжения u_2 :

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \vartheta d\vartheta = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 = 0,9U_2. \quad (5.1)$$

Поскольку величина U_d при расчете выпрямителя является заданной, находим вторичное напряжение:

$$U_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_d = 1,11U_d, \quad (5.2)$$

а также коэффициент трансформации трансформатора:

$$n = U_1/U_2. \quad (5.3)$$

Как видно из рис. 5.4, *г*, выпрямленное напряжение пульсирует. Его мгновенные значения u_d изменяются в течение полупериода от

максимального значения, равного $\sqrt{2}U_2$, до нуля. Напряжение u_d помимо постоянной составляющей U_d содержит переменную составляющую, представляющую собой сумму гармонических. Разложение в ряд Фурье кривой u_d (рис. 5.4, з) позволяет определить амплитуды высших гармоник:

$$U_{dvm} = \frac{2U_d}{(\nu m)^2 - 1}, \quad (5.4)$$

где $\nu = 1, 2, 3, \dots$ — номера гармонических; m — эквивалентное число фаз выпрямления (для данной схемы $m = 2$).

Для оценки качества выпрямленного напряжения пользуются так называемым коэффициентом пульсации q_ν , характеризующим отношение амплитуды ν -й гармонической к среднему значению напряжения U_d . Коэффициент пульсации обычно определяют по амплитуде первой (основной) гармонической ($\nu = 1$), как наибольшей из всех остальных и наиболее трудно поддающейся фильтрации:

$$q_1 = \frac{U_{d1m}}{U_d} = \frac{2}{m^2 - 1}. \quad (5.5)$$

Для рассматриваемой схемы частота первой гармоники пульсации $f_{\pi(1)} = 2f_c$ и при частоте питающей сети $f_c = 50$ Гц составляет 100 Гц.

Подстановкой в выражение (5.5) $m = 2$ определяем коэффициент пульсации по первой гармонике:

$$q_1 = 0,67, \quad (5.6)$$

т. е. амплитуда первой гармонической для данной схемы составляет 67% от U_d .

При определении типа диодов необходимо знать среднее значение тока I_a , протекающего через каждый из диодов, и прикладываемое к ним максимальное обратное напряжение $U_{b\max}$.

Поскольку ток i_d протекает через диоды поочередно (рис. 5.4, е, ж), средний ток через каждый диод составит

$$I_a = I_d/2. \quad (5.7)$$

Обратное напряжение прикладывается к закрытому диоду, когда проводит ток другой диод. При открытом, например, диоде D_2 на интервале $\pi - 2\pi$ (рис. 5.4, ж) на диоде D_1 в обратном направлении действует суммарное напряжение двух вторичных обмоток, в связи с чем $u_b = 2u_2$ (рис. 5.4, з) и максимальное обратное напряжение

$$U_{b\max} = 2\sqrt{2}U_2, \quad (5.8)$$

или

$$U_{b\max} = \pi U_d. \quad (5.9)$$

Для расчета силового трансформатора помимо напряжений U_1 и U_2 необходимо знать действующие значения токов

I_2 и I_1 , протекающих через его обмотки. Поскольку ток вторичной обмотки определяется анодным током соответствующего диода ($i_2 = i_a$), расчет тока I_2 проводят по кривой i_{a1} или i_{a2} (рис. 5.4, *е, ж*) с учетом известного выражения для нахождения действующего значения тока:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi i_2^2 d\vartheta} = \frac{\pi}{4} I_d. \quad (5.10)$$

Ток i_1 в первичной обмотке трансформатора имеет синусоидальную форму (рис. 5.4, *б*) и для каждого полупериода определяется током вторичной обмотки с учетом коэффициента трансформации n . Ток I_1 находим, определив амплитуду тока I_{2m} во вторичной цепи:

$$I_{2m} = I_{am} = \frac{\sqrt{2} U_2}{R_H} = \frac{\pi}{2} I_d, \quad (5.11)$$

откуда

$$I_1 = \frac{I_{2m}}{\sqrt{2}} \frac{1}{n} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{1}{n} I_d. \quad (5.12)$$

Расчетные мощности обмоток трансформатора S_1 и S_2 находят по произведениям действующих значений токов и напряжений обмоток, а типовую мощность — как среднее арифметическое мощностей S_1 и S_2 :

$$S_1 = U_1 I_1 = 1,23 U_d I_d = 1,23 P_d, \quad (5.13)$$

$$S_2 = 2 U_2 I_2 = 1,74 P_d, \quad (5.14)$$

$$S_T = (S_1 + S_2)/2 = 1,48 P_d. \quad (5.15)$$

Работа выпрямителя при активно-индуктивной нагрузке

Как указывалось в § 5.1, режим активно-индуктивной нагрузки представляет интерес для маломощных выпрямителей с точки зрения рассмотрения влияния на процессы в них *сглаживающих фильтров с дросселем во входной цепи*. Этот режим работы имеет и самостоятельное значение, например при работе выпрямителя на обмотку электромагнита или двигатель постоянного тока.

Процессы в схеме выпрямителя при активно-индуктивной нагрузке (рис. 5.5, *а*) рассмотрим с помощью временных диаграмм рис. 5.5, *б — з*, где для сравнения пунктиром показаны кривые, соответствующие режиму чисто активной нагрузки.

Здесь так же, как и в предыдущем случае, режим работы диодов определяется напряжениями u_{2-1} , u_{2-2} вторичных обмоток трансформатора (рис. 5.5, *в*). Диод D_1 открыт на интервалах $0 - \pi$, $2\pi - 3\pi$ при положительной полуволне напряжения u_{2-1} , а диод D_2 — на интервале $\pi - 2\pi$ при положительной полуволне напряжения u_{2-2} . Кривая напряжения u_d (рис. 5.5, *г*) образуется напряжением u_2 вто-

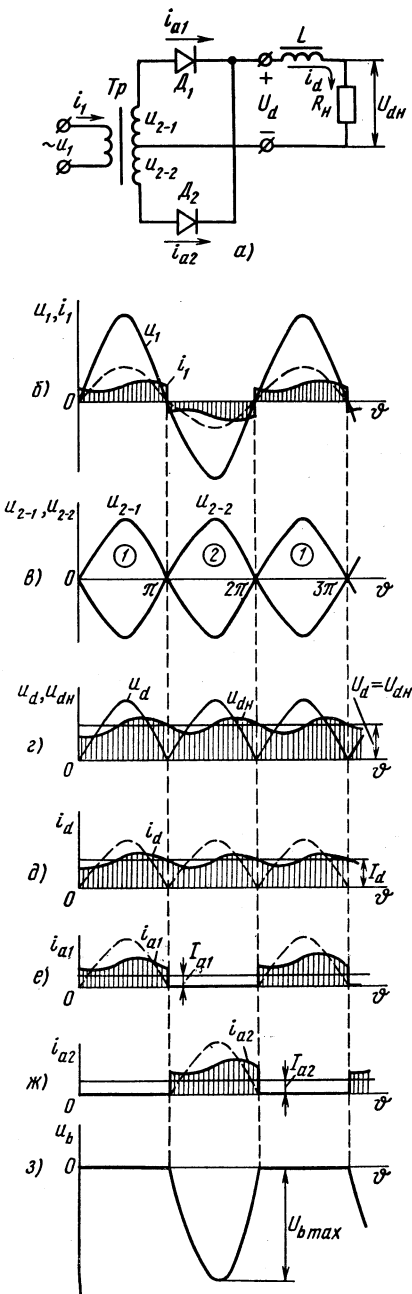


Рис. 5.5. Схема однофазного выпрямителя с нулевым выводом при активно-индуктивной нагрузке (а) и его временные диаграммы (б — з)

ричных обмоток трансформатора и имеет тот же вид, что и при чисто активной нагрузке. Отличие заключается в том, что вследствие влияния индуктивности ток в цепи нагрузки i_d получается сглаженным (рис. 5.5, д). Под действием индуктивности ток i_d не спадает до нуля при нулевых значениях напряжения u_d . Поскольку ток в цепи с индуктивностью отстает по фазе от напряжения, максимумы тока i_d следуют с некоторой задержкой во времени относительно максимумов напряжения u_d .

Форма кривых тока и напряжения в нагрузке R_n одинакова. Поэтому кривая $u_{дн}$ на рис. 5.5, г имеет тот же вид, что и кривая i_d на рис. 5.5, д. Если активное сопротивление обмотки дросселя принять равным нулю, то среднее значение напряжения на нагрузке $U_{дн}$ будет равно среднему значению напряжения U_d на выходе выпрямителя (рис. 5.5, г). Согласно выражению (5.1), $U_{дн} = U_d = 0,9U_2$. При увеличении индуктивности L ее сглаживающее действие повышается и пульсации в кривой $u_{дн}$ уменьшаются. В предположении $L \rightarrow \infty$ переменная составляющая u_d будет полностью приложена к дросселю L , а на нагрузке будет действовать только постоянная составляющая U_d .

Изменение формы кривой i_d по сравнению со случаем чисто активной нагрузки приводит к изменению вида кривых токов выпрямителя $i_{a1} = i_{2-1}$, $i_{a2} = i_{2-2}$ и i_1 .

Поскольку переключение диодов осуществляется при изменении полярности напряжений u_{2-1} и u_{2-2} в моменты времени $0, \pi, 2\pi, 3\pi$ и т. д., ток i_{a1} (рис. 5.5, е) будет определяться током i_d на интервалах $0 - \pi$, $2\pi - 3\pi$ проводимости диода D_1 , а ток i_{a2} (рис. 5.5, ж) —

током i_d на интервале $\pi - 2\pi$ проводимости диода D_2 . Форма кривых токов i_{a1} , i_{a2} близка к прямоугольной. Их амплитуда равна $I_d \approx U_d/R_n$, а среднее значение $I_a = I_d/2$. Отличие от прямоугольной формы становится менее заметным с увеличением L .

Аналогично анодным токам (токам вторичных обмоток трансформатора) претерпевает изменение и первичный ток i_1 . Его кривая приближается к двуполярной кривой прямоугольной формы с амплитудой I_d/n (рис. 5.5, б).

Приняв при активно-индуктивной нагрузке кривые токов i_2 , i_1 прямоугольной формы, запишем выражения для их действующих значений:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_d^2 d\vartheta} = \frac{I_d}{\sqrt{2}}, \quad (5.16)$$

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi \left(\frac{I_d}{n}\right)^2 d\vartheta} = I_d/n. \quad (5.17)$$

Изменяются по сравнению с режимом чисто активной нагрузки и соотношения для мощностей S_1 , S_2 и S_T :

$$S_1 = U_1 I_1 = 1,11 P_d, \quad (5.18)$$

$$S_2 = 2U_2 I_2 = 1,57 P_d, \quad (5.19)$$

$$S_T = (S_1 + S_2)/2 = 1,34 P_d. \quad (5.20)$$

Кривая обратного напряжения на диоде (рис. 5.5, з) при активно-индуктивной нагрузке, как и при чисто активной нагрузке, определяется суммарным напряжением двух вторичных обмоток силового трансформатора, в связи с чем здесь также $U_{b \max} = 2\sqrt{2}U_2$.

Рассмотрим более подробно сглаживающее действие фильтров с индуктивным входом (см. рис. 5.3, а, в, г). Сглаживающая способность фильтров характеризуется коэффициентом сглаживания s , который определяется отношением коэффициента пульсации на входе фильтра $q_{вх}$ к коэффициенту пульсации на его выходе $q_{вых}$:

$$s = q_{вх}/q_{вых}. \quad (5.21)$$

Расчет коэффициента сглаживания по первой (основной) гармонике производят по формуле

$$s_1 = \frac{q_{1вх}}{q_{1вых}} = \frac{U_{d1м}}{U_d} : \frac{U_{dн1м}}{U_{дн}}, \quad (5.22)$$

где $U_{d1м}$, $U_{дн1м}$ — амплитудные значения напряжений первых гармонических пульсаций соответственно на входе и выходе фильтра; U_d , $U_{дн}$ — постоянные составляющие напряжения на входе и выходе фильтра.

Приняв, что падение напряжения по постоянной составляющей в фильтре отсутствует ($U_{дн} = U_d$), выражение (5.22) можно записать в виде

$$s_1 = U_{d1m} / U_{дн1m}. \quad (5.23)$$

Рассчитаем коэффициент сглаживания простейшего индуктивного фильтра, показанного на рис. 5.5, а. Напряжения U_{d1m} и $U_{дн1m}$ определим как падения напряжения от протекания первой (основной) гармоники тока пульсации $I_{п(1)}$:

$$U_{дн1m} = I_{п(1)} R_H, \quad (5.24)$$

$$U_{d1m} = I_{п(1)} \sqrt{(\omega_{п(1)} L)^2 + R_H^2}. \quad (5.25)$$

Подстановка (5.24), (5.25) в (5.23) дает

$$s_1 = \frac{\sqrt{(\omega_{п(1)} L)^2 + R_H^2}}{R_H}. \quad (5.26)$$

Обычно $\omega_{п(1)} L \gg R_H$. Тогда

$$s_1 = \frac{\omega_{п(1)} L}{R_H} = \frac{2\pi m f_c L}{R_H}. \quad (5.27)$$

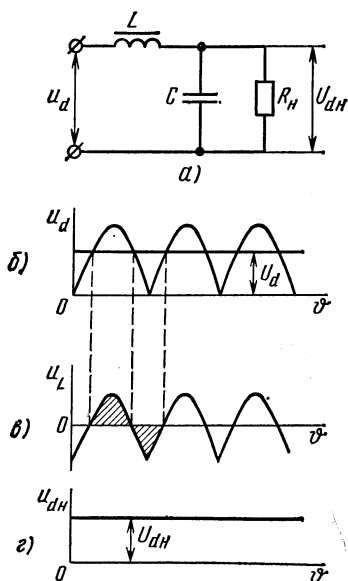


Рис. 5.6. Схема Г-образного LC-фильтра (а), временные диаграммы, иллюстрирующие принцип сглаживания выходного напряжения выпрямителей (б — г)

На основании выражения (5.27) заключаем, что сглаживающая способность фильтра повышается с увеличением числа фаз выпрямления, а также с увеличением индуктивности L и уменьшением сопротивления нагрузки R_H . Сопротивление R_H уменьшается с увеличением мощности нагрузки. В связи с этим использование простейшего индуктивного фильтра эффективно в выпрямителях средней и большой мощности, где он и нашел преимущественное применение.

В маломощных выпрямителях применение простейшего индуктивного фильтра менее эффективно, поскольку сопротивление R_H здесь относительно велико. Для получения необходимого коэффициента сглаживания пришлось бы с целью выполнения условия $\omega_{п(1)} L \gg R_H$ значительно завышать индуктивность сглаживающего дросселя.

Поэтому в выпрямителях небольшой мощности задачу решают не увеличением L , а уменьшением сопротивления цепи нагрузки переменному току путем включения параллельно нагрузке конденсатора фильтра, т. е. исполь-

зованием Г-образного LC-фильтра (рис. 5.6, а). Включением конденсатора можно создать самостоятельную цепь протекания переменной составляющей тока, обусловленную переменной составляющей напряжения u_d , минуя цепь нагрузки. Поскольку сопротивление конденсатора переменному току мало, падение напряжения на конденсаторе от переменной составляющей тока также мало, чем достигается уменьшение пульсаций напряжения $u_{дп}$. Иными словами, с помощью конденсатора более эффективно осуществляется разделение переменной и постоянной составляющих в выходной цепи выпрямителя: *задержание дросселем переменной составляющей напряжения u_d и пропусканием им постоянной составляющей в нагрузку*. Это явление наглядно иллюстрируют временные диаграммы рис. 5.6, б — г, построенные в предположении $L \rightarrow \infty$ и $C \rightarrow \infty$.

Расчет коэффициента сглаживания Г-образного LC-фильтра проводят по выражению (5.23). Соотношения, аналогичные (5.24), (5.25), с учетом неравенства $1/(\omega_{п(1)}C) \ll R_H$ имеют вид

$$U_{дн1m} = I_{п(1)} \frac{1}{\omega_{п(1)}C}, \quad (5.28)$$

$$U_{д1m} = I_{п(1)} \left(\omega_{п(1)}L - \frac{1}{\omega_{п(1)}C} \right). \quad (5.29)$$

Отсюда

$$s_1 = \frac{\omega_{п(1)}L - \frac{1}{\omega_{п(1)}C}}{\frac{1}{\omega_{п(1)}C}} =: \omega_{п(1)}^2 LC - 1, \quad (5.30)$$

или в выражении через f_c

$$s_1 = (2\pi m f_c)^2 LC - 1. \quad (5.30a)$$

Для однофазных двухполупериодных выпрямителей $m = 2$, в связи с чем расчет коэффициента s_1 сглаживающего фильтра здесь проводят по формуле

$$s_1 = (4\pi f_c)^2 LC - 1. \quad (5.30б)$$

При расчете элементов сглаживающего LC-фильтра исходят из необходимости получения требуемого коэффициента сглаживания s_1 . Расчетное соотношение для однофазных выпрямителей получаем из выражения (5.30б):

$$LC = \frac{s_1 + 1}{(4\pi f_c)^2}. \quad (5.31)$$

Основными критериями правильного выбора величин L , C при известном их произведении являются массо-габаритные и стоимостные показатели фильтра. Часто при расчете L , C приходится учитывать дополнительное требование к фильтру относительно его вых о д-

ного сопротивления переменному току $Z_{\text{вых}}$ и постоянной времени $\tau = CR_{\text{н}}$, определяемых конденсатором C .

На выходное сопротивление $Z_{\text{вых}}$ или на постоянную времени τ сглаживающего фильтра обращают особое внимание, когда нагрузка потребляет от выпрямителя ток, содержащий не только постоянную, но и переменную составляющую (усилители, генераторы, импульсные формирователи и т. д.). Большое сопротивление $Z_{\text{вых}}$ сглаживающего фильтра может привести к нарушению нормальной работы указанных устройств (самовозбуждению питаемых систем, искажению формы их сигналов).

При проектировании LC -фильтров необходимо избегать явления резонанса. Для этого необходимо, чтобы собственная частота фильтра $\omega_{\text{ф}} = 1/\sqrt{LC}$ была меньше частоты основной гармоники пульсаций $\omega_{\text{п}(1)}$ и не кратна ей. При расчете фильтра обычно является достаточным обеспечение условий

$$\omega_{\text{п}(1)} L = (5 \div 10) R_{\text{н}}, \quad (5.32)$$

$$\frac{1}{\omega_{\text{п}(1)} C} = (0,1 \div 0,2) R_{\text{н}}. \quad (5.32a)$$

Для получения лучшего сглаживания выпрямленного напряжения применяют многозвенные Г-образные LC -фильтры, состоящие из двух, трех и более отдельных фильтров (см. рис. 5.3, *г*). Их применяют при $s_1 > 100$. Расчет производят по суммарному коэффициенту сглаживания с учетом коэффициентов сглаживания входящих звеньев $s_{1(1)}, s_{1(2)}, \dots$:

$$s_1 = s_{1(1)} s_{1(2)} s_{1(3)} \dots \quad (5.33)$$

Работа выпрямителя при активно-емкостной нагрузке

Активно-емкостная нагрузка выпрямителя (рис. 5.7, *а*) создается при использовании конденсатора C для сглаживания кривой выпрямленного напряжения.

Включение конденсатора параллельно нагрузке изменяет режим работы выпрямителя по сравнению с работой при чисто активной и активно-индуктивной нагрузках. Поведение схемы, обусловливаемое процессами заряда и разряда конденсатора, характеризуется импульсным режимом ее работы.

Состояния диодов в схеме здесь также определяются напряжениями u_{2-1} и u_{2-2} . Однако в отличие от предыдущих случаев для отпираания диода D_1 или D_2 недостаточно только изменения отрицательной полуволны напряжений u_{2-1} или u_{2-2} на положительную. Необходимо, чтобы указанные напряжения превысили напряжение на конденсаторе C , определяющее потенциал катодов диодов D_1 и D_2 и выходное напряжения u_d (рис. 5.7, *а, г*).

Пусть на интервале $0 - \vartheta_1$ $u_{2-1} > 0$, а $u_{2-2} < 0$ (рис. 5.7, *а, в*) и напряжение на конденсаторе $u_d > |u_{2-2}|$. На этом интервале оба диода закрыты. Диод D_2 заперт, поскольку $u_{2-2} < 0$, и к диоду D_2 при-

кладывается обратное напряжение, равное $u_{2-2} + u_d$. Диод D_1 заперт вследствие того, что напряжение его катода относительно нулевой точки, определяемое напряжением u_d , превышает напряжение анода, создаваемое вторичным напряжением u_{2-1} (рис. 5.7, а, з). На интервале $0 - \vartheta_1$ нагрузка R_H и конденсатор C отделены запертыми диодами от вторичных обмоток трансформатора. Питание нагрузки производится от конденсатора, разряжающегося на нее с постоянной времени $\tau = CR_H$.

По мере приближения к моменту времени ϑ_1 (рис. 5.7, з) напряжение вторичной обмотки u_{2-1} увеличивается, стремясь к напряжению на конденсаторе, что приводит к уменьшению обратного напряжения на диоде D_1 . В момент времени ϑ_1 $u_{2-1} = u_d$ и диод D_1 открывается, подключая конденсатор и нагрузку к напряжению вторичной обмотки трансформатора u_{2-1} . Интервал $\vartheta_1 - \vartheta_2$ соответствует этапу заряда конденсатора под действием напряжения u_{2-1} .

Вследствие падения напряжения в цепи заряда от протекания зарядного тока напряжение на конденсаторе, а следовательно, и напряжение u_d на интервале $\vartheta_1 - \vartheta_2$ оказывается несколько меньше напряжения u_{2-1} (рис. 5.7, з). Падение напряжения складывается из падений напряжения на активных сопротивлениях первичной и вторичной обмоток трансформатора и соединительных проводов, а также падения напряжения на диоде. Зарядный ток конденсатора, ток вторичной обмотки трансформатора и ток диода i_{a1} имеют вид импульсов (рис. 5.7, е) с амплитудой I_{am} . С учетом коэффициента трансформации n такую же форму имеет и первичный ток i_1 (рис. 5.7, б).

Процесс заряда конденсатора заканчивается в момент времени ϑ_2 ,

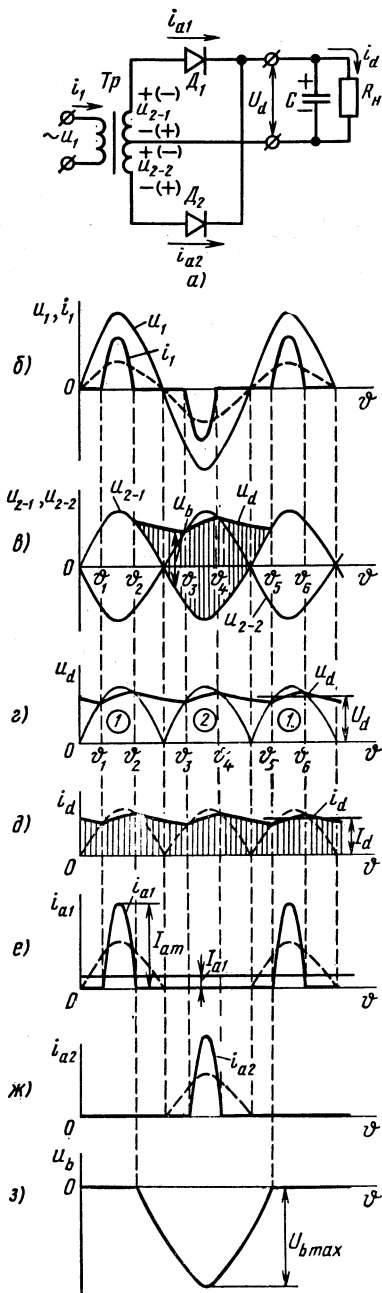


Рис. 5.7. Схема однофазного выпрямителя с нулевым выводом и его временные диаграммы (а — в)

когда напряжение на нем становится равным напряжению u_{2-1} (рис. 5.7, з).

На интервале $\vartheta_2 - \vartheta_3$ диоды D_1 и D_2 заперты. На этом интервале происходит разряд конденсатора на нагрузку. Кривая u_d здесь представляет собой экспоненту с постоянной времени $\tau = CR_n$.

В момент времени ϑ_3 напряжение u_{2-2} нижней полуобмотки становится равным u_d (рис. 5.7, з). Диод D_2 открывается и на интервале $\vartheta_3 - \vartheta_4$ пропускает импульс зарядного тока i_{a2} конденсатора (рис. 5.7, ж). Через первичную обмотку трансформатора протекает импульс тока, совпадающий по фазе с напряжением u_1 (рис. 5.7, б). В последующем процессы в схеме повторяются.

Кривая напряжения u_d отличается от аналогичной кривой при чисто активной нагрузке (рис. 5.7, з). Наличие конденсатора делает ее сглаженной. При постоянной времени $\tau = CR_n = (4 \div 8)/f_c$ коэффициент пульсации выходного напряжения не превышает 0,02—0,04. Его расчет производят по формуле

$$q_1 = \frac{1}{2\pi f_c \tau}. \quad (5.34)$$

Поскольку $i_d = u_d/R_n$, ток нагрузки также получается достаточно хорошо сглаженным (рис. 5.7, д).

В то время как при активной и активно-индуктивной нагрузках среднее значение напряжения U_d (без учета падений напряжения в схеме) равно $0,9U_2$, при наличии конденсатора напряжение U_d близко к амплитудному значению $U_{2m} = 1,41U_2$ в режиме холостого хода.

Потребление энергии цепью нагрузки из питающей сети переменного тока носит импульсный характер. В течение сравнительно коротких интервалов времени конденсатор получает энергию от источника, а затем отдает ее в нагрузку. Импульсный характер потребления энергии сопровождается протеканием через первичную и вторичную обмотки трансформатора, а также диоды импульсов зарядного тока конденсатора. При этом амплитудное значение тока диодов $I_{am} = (3 \div 8)I_d$.

Поскольку обратное напряжение на диоде u_b определяется разностью напряжений u_2 и u_d (рис. 5.7, в), введение конденсатора приводит к расширению интервала действия обратного напряжения на диодах (рис. 5.7, з), но максимальное значение U_{bmax} здесь, как и в предыдущих случаях, не превышает $2\sqrt{2}U_2$.

При использовании емкостного фильтра необходимо учитывать влияние на коэффициент пульсации сопротивления нагрузки. Поскольку эффективность фильтра повышается с увеличением сопротивления нагрузки, его целесообразно применять при мощности нагрузки не более нескольких десятков ватт.

§ 5.3. СХЕМА ОДНОФАЗНОГО МОСТОВОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ

В схему выпрямителя (рис. 5.8, а) входят силовой трансформатор с одной вторичной обмоткой и выпрямительный мост из четырех дио-

дов $D_1 - D_4$. Принцип действия выпрямителя рассмотрим, приняв на грузку выпрямителя чисто активной.

Выходное напряжение u_d при чисто активной нагрузке, как и в схеме с выводом нулевой точки трансформатора, имеет вид однополярных полувольт напряжения u_2 (рис. 5.8, в). Это получается в результате поочередного отпирания диодов D_1, D_2 и D_3, D_4 .

Диоды D_1, D_2 открыты на интервале $0 - \vartheta_1$ при полувольте напряжения u_2 положительной полярности (показана на рис. 5.8, а без скобок), создаваемого под действием напряжения u_1 (рис. 5.8, б, в). Открытые диоды D_1, D_2 обеспечивают связь вторичной обмотки трансформатора с нагрузкой, создавая на ней напряжение u_d той же величины и полярности, что и напряжение u_2 (рис. 5.8, в).

При наличии полувольты напряжения u_1 отрицательной полярности на интервале $\vartheta_1 - \vartheta_2$ полярность напряжения u_2 обратная. Под ее воздействием открыты диоды D_3, D_4 , подключающие напряжение u_2 к нагрузке с той же полярностью, что и на предыдущем интервале (рис. 5.8, а, в).

Ввиду идентичности кривых u_d для выпрямителей (мостового и с выводом нулевой точки трансформатора) для схемы рис. 5.8, а действительны соотношения (5.1), (5.2) между выпрямленным напряжением U_d и действующим значением напряжения U_2 и соотношения (5.4) — (5.6), характеризующие гармонический состав и коэффициент пульсации выходного напряжения.

Поскольку ток $I_d = U_d/R_n$ (рис. 5.8, г) распределяется поровну между парами диодов (рис. 5.8, д, е), ток I_a каждого диода в рассматриваемой схеме также находят из соотношения (5.7).

Обратное напряжение прикладывается одновременно к двум непроводящим диодам на интервале проводимости двух других диодов. При этом оно создается напряжением вторичной обмотки трансформатора

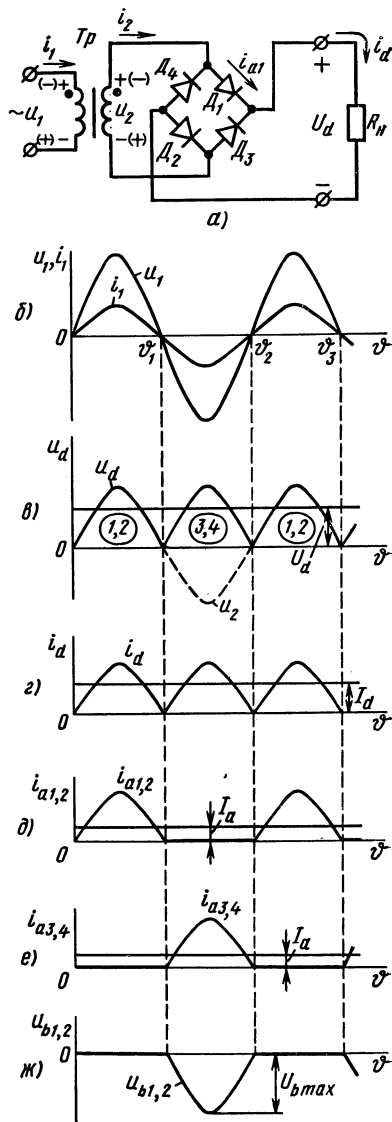


Рис. 5.8. Схема однофазного мостового выпрямителя (а) и его временные диаграммы (б — ж)

u_2 . Кривая u_b для диодов D_1, D_2 показана на рис. 5.8, ж. Максимальное обратное напряжение определяется амплитудным значением напряжения u_2 :

$$U_{b \max} = \sqrt{2} U_2 = \frac{\pi}{2} U_d, \quad (5.35)$$

т. е. оно вдвое меньше, чем в схеме с выводом нулевой точки.

Различны также выражения для действующего значения тока I_2 и мощностей S_2, S_T . Это обусловлено тем, что в отличие от схемы с нулевой точкой ток i_2 здесь синусоидальный, а не пульсирующий, и трансформатор имеет лишь одну вторичную обмотку.

Ток I_2 находят по формуле

$$I_2 = \frac{U_2}{R_H} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{U_d}{R_H} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_d. \quad (5.36)$$

Ток I_1 связан с токами I_2 и I_d соотношением

$$I_1 = \frac{I_2}{n} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{1}{n} I_d, \quad (5.37)$$

а напряжение U_1 с напряжением U_2 — выражением (5.3).

Таким образом, в рассматриваемой схеме параметры первичной обмотки I_1, U_1 связаны соответственно с параметрами вторичной обмотки I_2, U_2 коэффициентом трансформации n . В соответствии с этим расчетные мощности обмоток получаются одинаковыми. Расчет дает:

$$S_T = S_1 = S_2 = 1,23 P_d. \quad (5.38)$$

Таким образом, преимуществами мостовой схемы выпрямителя являются более простой трансформатор, содержащий только одну вторичную обмотку, и меньшее обратное напряжение (при данном напряжении U_d), на которое следует выбирать диоды. Указанные преимущества компенсируют недостаток схемы, заключающийся в большем числе диодов. Поэтому мостовая схема нашла преобладающее применение в выпрямителях однофазного тока небольшой и средней мощности.

Режимы работы мостовой схемы при активно-индуктивной и активно-емкостной нагрузках ничем не отличаются от аналогичных режимов однофазной схемы с выводом нулевой точки. Рассмотренный ранее материал можно целиком отнести и к мостовой схеме.

Токи i_2, i_1 при активно-индуктивной нагрузке являются переменными, и форма их кривых приближается к прямоугольной. Для расчета действующих значений этих токов справедливы соотношения

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_d^2 d\vartheta} = I_d, \quad (5.39)$$

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi \left(\frac{I_d}{n}\right)^2 d\vartheta} = I_d/n. \quad (5.40)$$

Мощности S_1 , S_2 и S_T при активно-индуктивной нагрузке связаны с мощностью P_d выражением

$$S_1 = S_2 = S_T = 1,11 P_d. \quad (5.41)$$

Мостовую схему выпрямителя с выводом нулевой точки трансформатора (рис. 5.9), нашедшую применение для создания двух разнополярных относительно нулевой точки выпрямленных напряжений U_{d1} и U_{d2} , можно рассматривать как сочетание двух нулевых схем (одной — на диодах D_1, D_3 , другой — на диодах D_2, D_4). Равные по величине напряжения U_{d1} и U_{d2} составляют $U_d/2$ суммарного выпрямленного напряжения. Принцип действия схемы достаточно прост и не требует пояснений. Для получения необходимого качества напряжений u_{d1} , u_{d2} их подвергают фильтрации подключением к каждому из выходов сглаживающего фильтра.

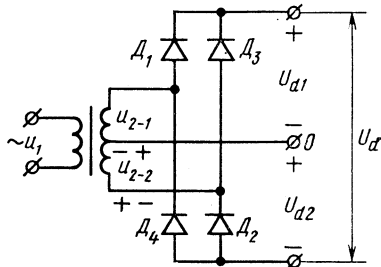


Рис. 5.9. Схема выпрямителя, обеспечивающая получение двух разнополярных питающих напряжений

§ 5.4. ВНЕШНИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МАЛОМОЩНОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ ОДНОФАЗНОГО ТОКА

Анализ принципа действия и режимов работы маломощных выпрямителей однофазного тока проводился в предположении, что активные сопротивления обмоток трансформатора, подводящих проводов, сглаживающего дросселя, а также падения напряжения на диодах равны нулю. В связи с этим приведенные соотношения следует считать приближенными для реальных схем, поскольку вследствие падений напряжения на элементах от протекания токов реальное среднее значение выпрямленного напряжения U_d получается меньше и уменьшается с ростом тока нагрузки I_d . Это явление отражает в нем следующая характеристика выпрямителя — зависимость $U_d = F(I_d)$.

Рассмотрим сначала внешнюю характеристику выпрямителя без сглаживающих фильтров. Как известно, при отсутствии сглаживающих фильтров кривая u_d для маломощных выпрямителей (с нулевым выводом и мостового) имеет вид однополупериодного напряжения u_2 (рис. 5.10). Без учета падений напряжения в схеме напряжение U_d связано с напряжением U_2 соотношением $U_d = 0,9 U_2$.

Для реальной схемы это соотношение справедливо при токе нагрузки $I_d = 0$, на рис. 5.10, 5.11 напряжение на нагрузке указано с индексом «0». При $I_d > 0$ ввиду протекания токов через элементы схемы

(обмотки трансформатора, диоды, соединительные провода) на них создаются падения напряжения, вследствие чего мгновенные значения напряжения u_d и среднее значение выпрямленного напряжения U_d уменьшаются (рис. 5.10, 5.11).

Увеличение тока I_d приводит к большим падениям напряжения на элементах схемы и соответственно к снижению напряжения U_d . Поэтому внешняя характеристика выпрямителя без сглаживающего фильтра (кривая I на рис. 5.11) имеет спадающий характер. Изменение напряжения U_d подчиняется закону

$$U_d = U_{d0} - \Delta U, \quad (5.42)$$

где ΔU — усредненное за период падение напряжения на элементах схемы от протекания тока.

Вид внешней характеристики, в частности ее наклон к оси абсцисс, в значительной степени определяется типом используемого трансформатора,

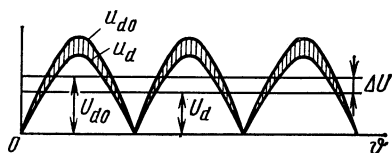


Рис. 5.10. Кривая выходного напряжения выпрямителей с учетом падений напряжения в элементах схемы

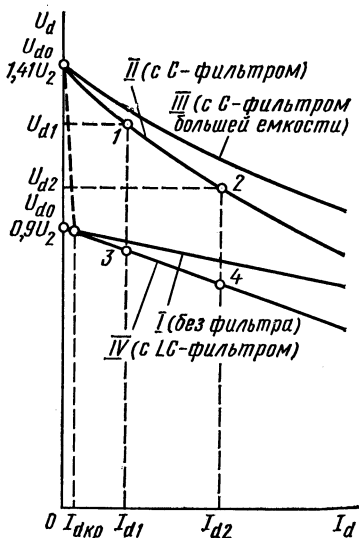


Рис. 5.11. Внешние характеристики выпрямителя

тора, а именно активными сопротивлениями его первичной и вторичной обмоток. С увеличением активных сопротивлений характеристика имеет больший наклон к оси абсцисс.

Рассмотрим внешнюю характеристику выпрямителя с емкостным фильтром (C-фильтром) (кривая II на рис. 5.11), которая исходит из точки с координатами $(0; U_{d0} = \sqrt{2}U_2)$, поскольку при $I_d = 0$ конденсатор фильтра заряжается до амплитудного значения напряжения u_2 (рис. 5.12). При $I_d > 0$ напряжение U_d уменьшается по двум причинам: ввиду падения напряжения на элементах схемы на этапе заряда конденсатора и меньшего напряжения на конденсаторе на этапе его разряда на нагрузку (кривая u_{d1} на рис. 5.12). С увеличением тока нагрузки I_d снижение напряжения U_d обуславливается главным образом более быстрым разрядом конденсатора вследствие уменьшения его постоянной времени τ . Это явление иллюстрируют кривые u_{d1} и u_{d2} на рис. 5.12, показанные для точек 1, 2 внешней характеристики.

Ход внешней характеристики выпрямителя с C -фильтром зависит от емкости конденсатора. С увеличением емкости постоянная времени τ разряда конденсатора возрастает, что приводит к повышению напряжения U_d . Поэтому с увеличением емкости внешняя характеристика идет более полого, чем при меньшей емкости (кривая III на рис. 5.11).

Помимо C -фильтра в маломощных выпрямителях широко применяется Γ -образный фильтр (LC -фильтр). Внешней характеристике выпрямителя с LC -фильтром соответствует кривая IV на рис. 5.11.

Внешняя характеристика выпрямителя с LC -фильтром состоит из двух участков: пологого (сплошная линия) и крутого (пунктирная линия).

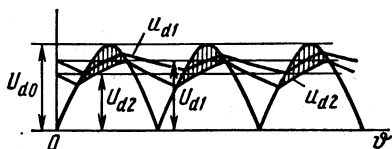


Рис. 5.12. Кривая выходного напряжения выпрямителей с C -фильтром

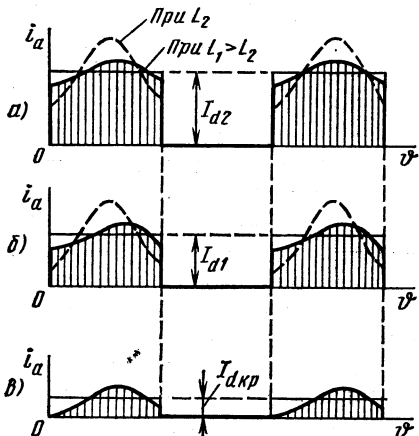


Рис. 5.13. Форма анодного тока диода выпрямителя с Γ -образным LC -фильтром при $I_d \gg I_{dкр}$ (а), $I_d > I_{dкр}$ (б) и $I_d = I_{dкр}$ (в)

Пологий участок является рабочим участком внешней характеристики. Как было показано в § 5.2, без учета падений напряжения в схеме величина U_{d0} выпрямителя с LC -фильтром и без фильтра составляет $0,9U_2$. Наклон внешней характеристики выпрямителя с LC -фильтром будет больше из-за дополнительного падения напряжения в активном сопротивлении дросселя фильтра.

Рассмотрим причину появления крутого участка на внешней характеристике выпрямителя с LC -фильтром. С этой целью рассмотрим более подробно кривую анодного тока диода при токе I_{d2} (см. рис. 5.11), например для схемы с выводом нулевой точки (см. рис. 5.5, а). При наличии этого вида фильтра ток i_a , протекающий через диод, можно представить в виде импульса прямоугольной формы с амплитудой I_{d2} (рис. 5.13, а), на который накладывается переменная составляющая, обусловленная протеканием непрерывного пульсирующего тока через последовательную цепь из элементов L и C под действием переменной составляющей u_d .

Переменная составляющая определяется суммарным реактивным сопротивлением L и C , но, поскольку индуктивное сопротивление больше емкостного, переменная составляющая тока определяется

преимущественно величиной L . Соотношения пульсирующих составляющих в импульсе анодного тока диодов для двух значений L показаны на рис. 5.13, а. Пульсирующая составляющая представляет двуполярную кривую тока. Ее пропускание диодами обеспечивается благодаря наличию в импульсе тока составляющей тока I_{d2} .

При переходе к меньшему току нагрузки I_{d1} (см. рис. 5.11) амплитуда импульса анодного тока уменьшается, что обусловливается главным образом уменьшением тока I_d (рис. 5.13, б).

Режим работы выпрямителя, при котором с помощью фильтра происходит разделение тока i_d на две составляющие, возможен лишь до некоторого критического значения тока $I_{dкр}$ (рис. 5.13, в). При $I_d < I_{dкр}$ режим работы выпрямителя изменяется (наступает режим разрывного анодного тока диодов). В этом режиме индуктивность L является элементом цепи заряда конденсатора от вторичных напряжений u_2 , вследствие чего напряжение на конденсаторе повышается. Наступает режим работы выпрямителя, близкий к режиму работы с C -фильтром. При $I_d = 0$ напряжение $U_d = U_{d0} = \sqrt{2} U_2$ ввиду заряда конденсатора до амплитудного значения напряжения u_2 .

Поскольку ток $I_{dкр}$ зависит от переменной составляющей тока на рабочем участке внешней характеристики, величина $I_{dкр}$ обратно пропорциональна индуктивности сглаживающего фильтра и может составлять в зависимости от коэффициента сглаживания 0,05—0,1 номинального тока нагрузки. Переход выпрямителя с LC -фильтром к режиму $I_d < I_{dкр}$ (вблизи точки холостого хода) необходимо учитывать ввиду возможного полуторакратного повышения напряжения на нагрузке.

§ 5.5. ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПЯЖЕНИЯ

В ряде случаев к выходному напряжению маломощного выпрямителя, используемому в качестве напряжения питания для некоторого электронного устройства, предъявляются требования в отношении его стабильности. Ввиду зависимости напряжения U_d от тока нагрузки, обусловленной наклоном внешней характеристики выпрямителя, а также от изменений напряжения U_1 питающей сети между выпрямителем и нагрузкой включают стабилизатор напряжения (см. рис. 5.1).

Существует два типа стабилизаторов напряжения: параметрические и компенсационные. В первом типе стабилизаторов используется постоянство напряжения некоторых видов приборов при изменении протекающего через них тока. Из полупроводниковых приборов таким свойством, как известно, обладает стабилитрон.

Во втором типе стабилизаторов задачу стабилизации напряжения решают по компенсационному принципу, основанному на автоматическом регулировании напряжения, подводимого к нагрузке.

В настоящем параграфе рассматриваются параметрические стабилизаторы. Компенсационные стабилизаторы, выполняемые на основе усилительных элементов, описываются в § 5.6.

Схема параметрического стабилизатора напряжения приведена на рис. 5.14. Она состоит из балластного резистора R_6 и стабилитрона D . Стабилизатор подключается к выходу выпрямителя с фильтром. Нагрузка включена параллельно стабилитрону.

При изменении напряжения U_d под действием колебания напряжения питающей сети или изменения сопротивления нагрузки R_H напряжение на нагрузке изменяется незначительно, так как оно определяется мало изменяющимся обратным напряжением стабилитрона $U_{ст}$ при изменении протекающего через него тока (см. рис. 1.19).

Приведем основные соотношения, необходимые для расчета параметров стабилизатора.

Главным при расчете стабилизатора являются выбор типа стабилитрона на напряжение нагрузки $U_{ст} = U_H$ и обеспечение условий его работы, при которых изменяющийся в процессе работы ток стабилитрона $I_{ст}$ не выходил бы за пределы рабочего участка, т. е. не был меньше $I_{ст \min}$ и больше $I_{ст \max}$ (см. рис. 1.19).

Основные соотношения для токов и напряжений в стабилизаторе получаем, воспользовавшись первым и вторым законами Кирхгофа:

$$I_d = I_H + I_{ст}, \quad (5.43)$$

$$U_d = U_{R_6} + U_H, \quad (5.44)$$

где $U_{R_6} = (I_H + I_{ст})R_6$.

На основании соотношений (5.43), (5.44) для тока стабилитрона можно записать

$$I_{ст} = \frac{U_d - U_H}{R_6} - \frac{U_H}{R_H}. \quad (5.45)$$

Напряжение U_H , определяемое напряжением $U_{ст}$, изменяется незначительно, в связи с чем его можно считать неизменным. Тогда в условиях изменения тока нагрузки (сопротивления R_H) и напряжения U_d ток $I_{ст}$ будет изменяться от некоторого минимального значения $I_{ст \min}$ до максимального значения $I_{ст \max}$. Минимальному значению тока $I_{ст \min}$ согласно выражению (5.45) будут соответствовать минимальные значения $U_{d \min}$ и $R_{H \min}$, а максимальному значению тока $I_{ст \max}$ — максимальные значения $U_{d \max}$ и $R_{H \max}$. Расчет стабилизатора сводится к тому, чтобы выбрать величину сопротивления R_6 , при которой через стабилитрон протекал бы ток $I_{ст \min}$, соответствующий началу его рабочей характеристики (см. рис. 1.19). В связи с указанным для расчета балластного сопротивления имеем

$$R_6 = \frac{U_{d \min} - U_H}{I_{ст \min} + U_H/R_{H \min}}. \quad (5.46)$$

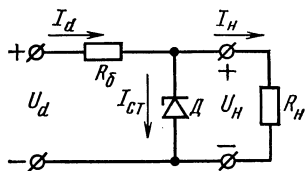


Рис. 5.14. Схема параметрического стабилизатора напряжения

Ток $I_{\text{ст max}} = \frac{U_{d \text{ max}} - U_{\text{н}}}{R_{\text{б}}} - \frac{U_{\text{н}}}{R_{\text{н max}}}$, протекающий через стабилизатор в процессе работы схемы, учитывают выбором типа прибора по току, исходя из того, чтобы ток $I_{\text{ст max}}$ не превышал максимально допустимого значения тока через стабилизатор. Максимальные мощности, рассеиваемые в стабилизаторе и резисторе $R_{\text{б}}$, рассчитывают по формулам

$$P_{\text{ст max}} = U_{\text{ст}} I_{\text{ст max}}, \quad (5.47)$$

$$P_{R_{\text{б}} \text{ max}} = \frac{(U_{d \text{ max}} - U_{\text{ст}})^2}{R_{\text{б}}}. \quad (5.48)$$

Таким образом, в процессе работы стабилизатора напряжение на нагрузке определяется напряжением на стабилизаторе, соответствующим вольт-амперной характеристике прибора. Изменение напряжения на нагрузке характеризуется изменением напряжения на стабилизаторе при изменении тока $I_{\text{ст}}$, т. е. определяется его дифференциальным сопротивлением $r_{\text{д}}$. Показателем качества стабилизации напряжения служит коэффициент стабилизации $K_{\text{ст}}$, показывающий, во сколько раз относительное приращение напряжения на выходе стабилизатора меньше вызвавшего его относительного приращения напряжения на входе:

$$K_{\text{ст}} = \frac{\Delta U_{\text{д}}}{U_{\text{д}}} : \frac{\Delta U_{\text{н}}}{U_{\text{н}}}. \quad (5.49)$$

Приращение напряжения на выходе стабилизатора $\Delta U_{\text{н}}$ связано с приращением входного напряжения $\Delta U_{\text{д}}$ соотношением

$$\Delta U_{\text{н}} = \frac{\Delta U_{\text{д}} (r_{\text{д}} \parallel R_{\text{н}})}{R_{\text{б}} + r_{\text{д}} \parallel R_{\text{н}}}. \quad (5.50)$$

С учетом того, что $R_{\text{н}} \gg r_{\text{д}}$ и $R_{\text{б}} \gg r_{\text{д}}$, соотношение (5.50) можно записать в виде

$$\Delta U_{\text{н}} = \frac{\Delta U_{\text{д}} r_{\text{д}}}{R_{\text{б}}}. \quad (5.51)$$

Подстановкой (5.51) в (5.49) получаем выражение для коэффициента стабилизации параметрического стабилизатора напряжения:

$$K_{\text{ст}} = \frac{U_{\text{н}}}{U_{\text{д}}} \frac{R_{\text{б}}}{r_{\text{д}}}. \quad (5.52)$$

Обычно он не превышает 20—50.

Другим параметром стабилизатора является его выходное сопротивление $R_{\text{вых}}$. Для стабилизаторов рассмотренного типа $R_{\text{вых}} = r_{\text{д}} \parallel R_{\text{б}} \approx r_{\text{д}}$.

§ 5.6. КОМПЕНСАЦИОННЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ ПОСТОЯННОГО НАПЯЖЕНИЯ

Компенсационные стабилизаторы напряжения обладают более высоким коэффициентом стабилизации и

меньшим выходным сопротивлением по сравнению с параметрическими. Их принцип работы основан на том, что изменение напряжения на нагрузке (под действием изменения $U_{вх}$ или I_H) передается на специально вводимый в схему регулирующий элемент (РЭ), препятствующий изменению напряжения U_H .

Регулирующий элемент (транзистор) может быть включен либо параллельно нагрузке, либо последовательно с ней. В зависимости

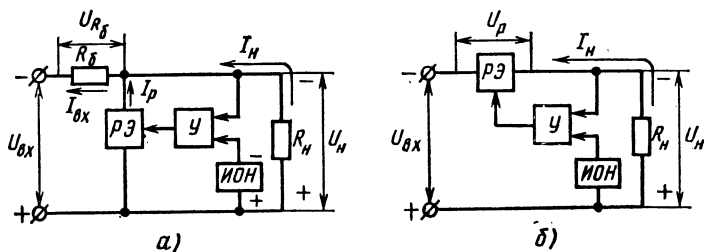


Рис. 5.15. Структурные схемы параллельного (а) и последовательного (б) компенсационных стабилизаторов напряжения

от этого различают два типа компенсационных стабилизаторов напряжения: параллельные (рис. 5.15, а) и последовательные (рис. 5.15, б).

Воздействие на регулирующий элемент в обоих типах стабилизаторов осуществляется управляющей схемой, в которую входят усилитель постоянного тока $У$ и источник опорного напряжения $ИОН$. С помощью $ИОН$ производят сравнение напряжения на нагрузке с опорным напряжением. Функция усилителя сводится к усилению разности сравниваемых напряжений и подаче усиленного сигнала непосредственно на регулирующий элемент.

В схеме рис. 5.15, а стабилизация напряжения на нагрузке достигается, как и в параметрическом стабилизаторе, изменением напряжения на балластном резисторе $R_δ$ путем изменения тока регулирующего элемента. Если принять входное напряжение стабилизатора неизменным, то постоянству напряжения на нагрузке будет соответствовать постоянство напряжения на балластном резисторе. Изменение тока нагрузки от нуля до $I_{H\max}$ будет сопровождаться соответствующим изменением тока регулирующего элемента от $I_{H\max}$ до нуля.

В схеме рис. 5.15, б регулирующий элемент включен последовательно с нагрузкой. Стабилизация напряжения нагрузки осуществляется путем изменения напряжения на регулирующем элементе. Ток регулирующего элемента здесь равен току нагрузки.

В соответствии с рассмотренным принципом действия компенсационных стабилизаторов постоянного напряжения основан на изменении сопротивления регулирующего элемента. Наличие регулирующего элемента обуславливает неизбежные потери энергии в стабилизаторе.

Оценим оба типа стабилизаторов по мощности потерь. При этом будем исходить из одинаковых условий работы по $U_{вх}$, U_H и I_H .

Мощность, теряемая в схеме рис. 5.11, а, складывается из потерь в резисторе R_6 и регулирующем элементе и составляет $(U_{вх} - U_H) \times (I_H + I_P) + U_H I_P$ или $(U_{вх} - U_H) I_H + U_{вх} I_P$. В схеме рис. 5.15, б мощность теряется в регулирующем элементе. Она равна $(U_{вх} - U_H) I_H$, т. е. меньше, чем в предыдущей схеме, на величину $U_{вх} I_P$.

Таким образом, энергетические показатели, в частности к. п. д. последовательных стабилизаторов, более высокие (особенно при широком диапазоне изменения I_H), чем параллельных. Это является главной причиной того, что последовательные стабилизаторы нашли наибольшее применение в практике. Из преимуществ параллельных стабилизаторов следует указать их не критичность к перегрузкам по току I_H , в частности коротким замыканиям выходной цепи. Последовательные стабилизаторы требуют устройств защиты регулирующего элемента при перегрузках по току.

Принципиальная схема компенсационного стабилизатора напряжения последовательного типа приведена на рис. 5.16, а. Транзистор

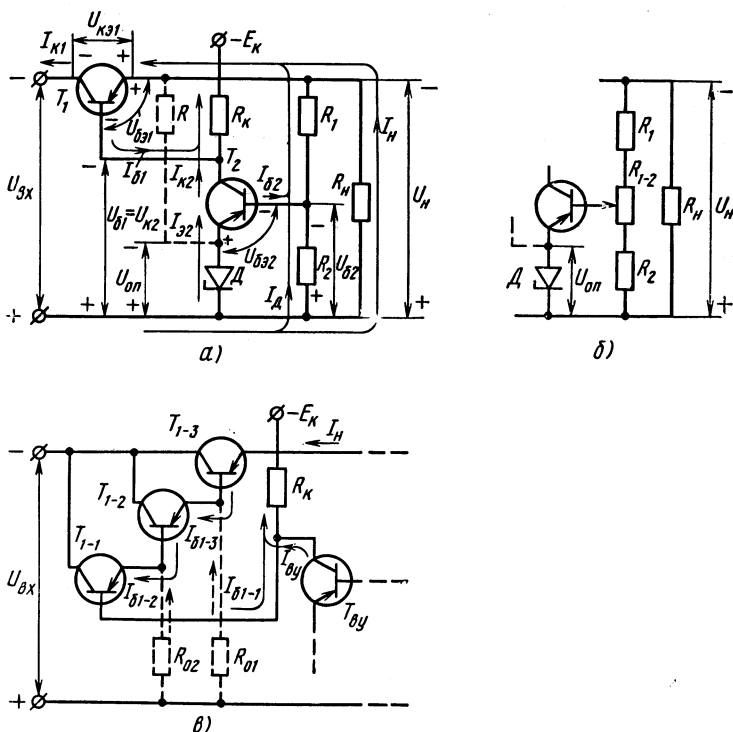


Рис. 5.16. Принципиальная схема компенсационного стабилизатора напряжения последовательного типа (а); способ регулирования выходного напряжения (б); составной транзистор в схеме стабилизатора (в)

T_1 служит регулирующим элементом, а усилитель постоянного тока (однокаскадный) выполнен на транзисторе T_2 . Источником опорного напряжения является стабилитрон D , включенный в цепь эмиттера транзистора T_2 . Резистор R (показан пунктиром) используют для вывода стабилитрона на рабочий участок характеристики, если ток $I_{э2}$ транзистора T_2 мал. Резисторы R_1 , R_2 являются элементами входного делителя напряжения. Напряжение между базой и эмиттером транзистора T_2 $U_{бэ2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_H - U_{оп}$.

Силовая цепь стабилизатора, включающая источник питания, транзистор T_1 и нагрузку R_H , представляет собой усилительный каскад на транзисторе T_1 с общим коллектором, в котором $U_{вх}$ — напряжение питания, $U_{б1}$ — входное, а U_H — выходное напряжения ($U_H = U_{б1} - U_{бэ1}$). Для получения требуемого напряжения U_H необходимо, чтобы напряжение на выходе усилителя ($U_{к2} = U_{б1}$) было близко к напряжению U_H . Для этого питание коллекторной цепи транзистора T_2 осуществляют от отдельного источника — E_K . Усилитель постоянного тока при этом обеспечивает соответствие необходимого напряжения $U_{к2}$ напряжению его входной цепи $U_{б2}$. Указанные соображения положены в основу расчета элементов схемы по заданным параметрам U_H , I_H номинального режима.

Стабилизирующее действие схемы обусловлено наличием в ней глубокой отрицательной обратной связи по приращениям выходного напряжения U_H .

Предположим, что под действием уменьшения напряжения $U_{вх}$ напряжение U_H (здесь и далее имеются в виду абсолютные значения напряжений) стало меньше номинального. Снижение напряжения U_H вызывает уменьшение напряжения на базе $U_{б2}$ и напряжения $U_{бэ2}$ транзистора T_2 , а следовательно, его токов $I_{б2}$ и $I_{к2}$. Уменьшение тока $I_{к2}$ приводит к меньшему падению напряжения на резисторе R_K и увеличению напряжений $U_{б1}$ и $U_{бэ1}$ транзистора T_1 . Вследствие увеличения напряжения $U_{бэ1}$ напряжение $U_{кэ1}$ транзистора T_1 уменьшается, повышая тем самым почти до прежней величины напряжение U_H . Подобно рассмотренному осуществляется компенсация изменения напряжения U_H при увеличении $U_{вх}$, а также при изменениях тока нагрузки.

Коэффициент стабилизации стабилизатора находят из соотношения

$$K_{ст} = \frac{R_K}{r_{вх2} A + R_K \frac{r_{б2}}{r_{к(э)2}} \left(1 + \frac{R_1 \parallel R_2}{r_{б2}} \right)}, \quad (5.53)$$

где $r_{вх2}$, $r_{б2}$, $r_{к(э)2}$ — соответственно входное, базовое и коллекторное сопротивления транзистора T_2 ; $A = 1 + \frac{r_d}{r_{вх2}} + \frac{R_1 \parallel R_2}{r_{вх2} \beta_2}$ — поправочный коэффициент, учитывающий влияние динамического сопротивления стабилитрона r_d и сопротивлений делителя в базовой цепи транзистора T_2 .

Выходное сопротивление стабилизатора в первом приближении (без учета влияния усилителя в цепи обратной связи) можно оценить по сопротивлению транзистора T_1 со стороны эмитера. Приняв $U_{\text{б1}} = \text{const}$, имеем $R_{\text{вых}} = r_{\text{э1}} + r_{\text{б1}}/(1 + \beta_1)$, что составляет достаточно малую величину. Поскольку усилитель создает в схеме отрицательную обратную связь по напряжению, выходное сопротивление получается еще меньше. Для его расчета можно воспользоваться выражением

$$R_{\text{вых}} = \frac{r_{\text{э2}} + r_{\text{л}}}{\beta_1} + \frac{r_{\text{б2}}}{\beta_1 \beta_2}. \quad (5.54)$$

Числовое значение коэффициента стабилизации стабилизатора находится в пределах нескольких сотен, а выходное сопротивление составляет десятые и сотые доли ома.

При разработке стабилизатора часто ставится задача регулирования его выходного напряжения $U_{\text{н}}$. Возможность регулирования напряжения можно показать, выразив напряжение $U_{\text{н}}$ схемы через параметры входной цепи усилителя:

$$U_{\text{н}} = I_{\text{д}}(R_1 + R_2) + I_{\text{б2}}R_1. \quad (5.55)$$

Элементы входного делителя обычно выбирают достаточно низкими, обеспечивающими выполнение условия $I_{\text{д}} \gg I_{\text{б2}}$. Это необходимо для ослабления влияния изменяющегося в процессе работы схемы тока $I_{\text{б2}}$ на напряжение $U_{\text{б2}}$, а следовательно, на коэффициент стабилизации стабилизатора. С учетом сказанного вторым членом в выражении (5.55) можно пренебречь. Тогда получим

$$\begin{aligned} U_{\text{н}} &= I_{\text{д}}(R_1 + R_2) = U_{\text{б2}} \frac{R_1 + R_2}{R_2} = \\ &= (U_{\text{оп}} + U_{\text{бэ2}}) \frac{R_1 + R_2}{R_2} \approx U_{\text{оп}} \frac{R_1 + R_2}{R_2}. \end{aligned} \quad (5.56)$$

Таким образом, задачу регулирования напряжения решают путем изменения соотношения плеч выходного делителя, что реализуется введением во входную цепь усилителя потенциометра R_{1-2} (рис. 5.16, б). Пределы регулирования напряжения при этом составляют:

$$U_{\text{н max}} \approx U_{\text{оп}} \frac{R_1 + R_{1-2}}{R_2}, \quad (5.57)$$

$$U_{\text{н min}} \approx U_{\text{оп}} \frac{R_1}{R_2 + R_{1-2}}. \quad (5.58)$$

Если, например, принять $U_{\text{оп}} = 10$ В, $R_1 = 300$ Ом, $R_2 = 360$ Ом и $R_{1-2} = 240$ Ом, то выходное напряжение стабилизатора можно регулировать в диапазоне от 5 до 15 В.

Напряжение $U_{\text{н}}$ стабилизатора связано с напряжениями входной цепи транзистора T_1 соотношением

$$U_{\text{н}} = U_{\text{б1}} - U_{\text{бэ1}} = U_{\text{к2}} - U_{\text{бэ1}} \quad (5.59)$$

$$\text{или} \quad U_{\text{н}} = E_{\text{к}} - (I_{\text{б1}} + I_{\text{к2}}) R_{\text{к}} - U_{\text{бэ1}}. \quad (5.60)$$

Соотношение (5.60) позволяет сделать ряд важных выводов о работе стабилизатора и возможностях его применения. С этой целью рассмотрим два режима работы стабилизатора: $U_{\text{вх}} = \text{var}, R_{\text{н}} = \text{const}$ ($I_{\text{н}} = \text{const}$) и $U_{\text{вх}} = \text{const}, R_{\text{н}} = \text{var}$ ($I_{\text{н}} = \text{var}$).

При изменении входного напряжения величина $U_{\text{н}}$ стабилизатора изменяется незначительно. Поэтому можно считать, что приращение напряжения $\Delta U_{\text{вх}}$ будет скомпенсировано соответствующим увеличением или уменьшением напряжения $U_{\text{кэ1}}$ транзистора T_1 . При условии $I_{\text{э1}} = I_{\text{н}} = \text{const}$ это вызовет в конечном итоге изменение тока базы (и коллектора) регулирующего транзистора посредством изменения тока $I_{\text{к2}}$ усилителя, протекающего через резистор $R_{\text{к}}$. Напряжение $U_{\text{н}}$ будет тем стабильнее, чем меньшему значению $\Delta U_{\text{н}}$ будет соответствовать необходимое изменение тока $I_{\text{к2}}$, т. е. чем выше будет коэффициент усиления усилителя. Повышение коэффициента усиления в рассматриваемой схеме достигается увеличением коэффициента β_2 и сопротивления $R_{\text{к}}$. Увеличение сопротивления $R_{\text{к}}$ при этом требует повышения напряжения питания $E_{\text{к}}$ усилителя.

В условиях изменяющегося тока нагрузки ток базы регулирующего транзистора $I_{\text{б1}}$ изменяется пропорционально $I_{\text{н}}$, так как $I_{\text{б1}} = I_{\text{н}}/(1 + \beta_1)$. Поскольку напряжение $U_{\text{бэ1}}$ мало (доли вольта), режиму стабилизации напряжения $U_{\text{н}}$ согласно выражению (5.60) соответствует почти неизменная сумма токов $I_{\text{б1}} + I_{\text{к2}}$. Это означает, что с уменьшением тока $I_{\text{н}}$ ток $I_{\text{к2}}$ увеличивается на величину, на которую уменьшился ток $I_{\text{б1}}$. При изменении нагрузочного тока от $I_{\text{н max}}$ до нуля ток $I_{\text{к2}}$ изменяется от некоторого минимального значения $I_{\text{к2 min}}$ до $\frac{I_{\text{н max}}}{1 + \beta_1} + I_{\text{к2 min}} \approx \frac{I_{\text{н max}}}{1 + \beta_1} = I_{\text{б1 max}}$. Таким образом, транзис-

тор T_2 в схеме рис. 5.16, а необходимо выбирать на коллекторный ток, близкий к максимальному току базы регулирующего транзистора.

С увеличением тока $I_{\text{н}}$ транзисторы T_1, T_2 выбираются на большие коллекторные токи. Однако использование рассматриваемой схемы при $I_{\text{н}} > 200 \div 300$ мА неэффективно из-за трудностей в обеспечении высоких значений коэффициента усиления усилителя, а следовательно, и коэффициента стабилизации. Причина заключается в вынужденном уменьшении сопротивления $R_{\text{к}}$ (ввиду больших значений $I_{\text{б1}}$ и $I_{\text{к2}}$), а также в малых значениях коэффициента β мощных транзисторов.

Задачу уменьшения тока базы регулирующего транзистора при переходе к большим токам нагрузки решают заменой его в стабилизаторе составным транзистором (рис. 5.16, в). Составной транзистор представляет собой соединение двух трех транзисторов и более, при котором база каждого последующего транзистора связана с эмиттером предшествующего, а коллекторы всех транзисторов объединены.

Поскольку ток базы каждого транзистора меньше его тока эмиттера в $1 + \beta$ раз, ток управления составным транзистором получается во много раз меньше тока эмиттера выходного транзистора (т. е.

тока нагрузки стабилизатора). Так, для схемы, состоящей из трех транзисторов (рис. 5.16, в), имеем

$$I_{\text{б1-1}} = \frac{I_{\text{н}}}{(1 + \beta_{1-3})(1 + \beta_{1-2})(1 + \beta_{1-1})} \approx \frac{I_{\text{н}}}{\beta_{1-3}\beta_{1-2}\beta_{1-1}} = \frac{I_{\text{н}}}{\beta_{\text{с}}}, \quad (5.61)$$

где $\beta_{\text{с}}$ — коэффициент передачи тока составного транзистора, числовое значение которого равно 10^3 — 10^4 .

Тем самым обеспечивается необходимый режим согласования по току выходной цепи усилителя и входной цепи регулирующего транзистора при больших токах $I_{\text{н}}$.

Токоотводящие резисторы R_{01} , R_{02} (показаны пунктиром) создают цепи протекания начальных токов $I_{\text{к0(э)}}$ транзисторов T_{1-1} и T_{1-2} , исключая их протекание по цепям баз последующих транзисторов. С их помощью обеспечивается нормальный режим работы схемы при минимальном токе нагрузки. Для расчета сопротивлений R_{01} и R_{02} можно воспользоваться соотношением

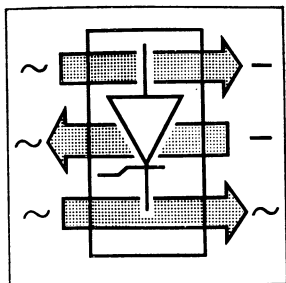
$$R_{0(1,2)} = (1,5 \div 2) \frac{U_{\text{н}}}{I_{\text{к0(э)1,2}}}. \quad (5.62)$$

Составные транзисторы нашли широкое применение в стабилизаторах на токи 0,5 — 1 А и выше.

Повышение коэффициента стабилизации (и уменьшение выходного сопротивления) компенсационных стабилизаторов также может достигаться путем увеличения коэффициента усиления усилителя за счет использования в нем большего числа каскадов. Для исключения дрейфа напряжения $U_{\text{н}}$ стабилизатора, вызываемого дрейфом усилителя, последний выполняют на основе балансных каскадов с применением температурной компенсации.

Существенные преимущества в отношении массо-габаритных, стоимостных и качественных показателей дает широко используемый в настоящее время интегральный принцип выполнения стабилизаторов, при котором вся маломощная часть схемы стабилизатора унифицируется и представляется в виде микросхемы.

Стабилизаторы постоянного напряжения выполняют также с импульсным (ключевым) режимом работы регулирующего элемента (применяется транзистор или тиристор). Такие стабилизаторы, называемые импульсными, реализуются на основе импульсных преобразователей постоянного напряжения (см. гл. 7).



ВЕДОМЫЕ СЕТЬЮ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ СРЕДНЕЙ И БОЛЬШОЙ МОЩНОСТИ

§ 6.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

В настоящей главе рассматриваются *вентильные преобразователи, работа которых обуславливается питающей сетью переменного тока*. При наличии этого общего свойства функции, выполняемые такими преобразователями, существенно различаются. Так, *выпрямители*, как известно, осуществляют преобразование переменного тока в постоянный. *Ведомые инверторы* (инверторы, ведомые сетью) преобразуют энергию источника постоянного тока в переменный с отдачей ее в сеть переменного тока, т. е. осуществляют преобразование, обратное выпрямлению. *Непосредственные преобразователи частоты* (преобразователи частоты с непосредственной связью) преобразуют энергию сети переменного тока в энергию переменного тока с частотой, отличающейся от частоты питающей сети. *Преобразователи переменного напряжения* предназначены для изменения подводимого к нагрузке напряжения при питании ее на переменном токе, а следовательно, изменения мощности, передаваемой в нагрузку от сети переменного тока.

Выпрямители средней и большой мощности находят применение для питания постоянным током различных промышленных объектов и установок. Совместно с ведомыми инверторами их используют для питания сети постоянного тока городского и железнодорожного транспорта, в линиях передач постоянного тока, а также в реверсивных тиристорных преобразователях, предназначенных для работы на двигатель постоянного тока.

Непосредственные преобразователи частоты применяют для получения переменного напряжения, имеющего частоту ниже промышленной (50 Гц), например, в электроприводе переменного тока с синхронными и асинхронными двигателями, а также в электротермии.

Преобразователи переменного напряжения используют для регулирования мощности электропечей сопротивления, ламп накаливания и люминесцентных ламп, сварочных аппаратов, асинхронных электро-

двигателей, выпрямителей на особо большие токи и напряжения, а также в других случаях.

Наличие питающей сети переменного тока создает определенную общность электромагнитных процессов, протекающих в этих преобразователях. Принятая последовательность рассмотрения преобразователей позволяет перенести ряд положений, получаемых из анализа одного типа преобразователей, на другие типы, чем достигается преемственность в их изучении.

Объединяющим фактором является также применение указанных преобразователей при средней и большой мощности нагрузки (от десятков до сотен киловатт и выше). В преобразователях на такие мощности возрастает влияние индуктивных сопротивлений, создаваемых потоками рассеяния обмоток трансформатора, и ослабляется влияние активных сопротивлений элементов схемы вследствие их относительной малости.

Все преобразователи, рассматриваемые в этой и последующих главах, строят с использованием диодов и тиристоров средней и большой мощности. Общим свойством этих приборов является то, что они могут находиться в двух резко различающихся состояниях: 1) **з а к р ы т о м** — при действии обратного напряжения, а для тиристоров также прямого напряжения, меньшего напряжения переключения $U_{пер}$ (см. рис. 1.45), и при отсутствии тока в цепи управляющего электрода; 2) **о т к р ы т о м** — при действии прямого напряжения, а для тиристоров — прямого напряжения в сочетании с током управляющего электрода. Приборы такого типа получили название **э л е к т р и ч е с к и х в е н т и л е й**, причем диоды называют **н е у п р а в л я е м ы м и в е н т и л я м и**, а тиристоры — **у п р а в л я е м ы м и**.

Кремниевые диоды и тиристоры, используемые в преобразователях средней и большой мощности, имеют обратные токи (а для тиристоров — и прямые токи в закрытом состоянии) минимально на 3—4 порядка меньше, чем прямые токи, протекающие через них в открытом состоянии. При этом прямые падения напряжения на вентилях обычно в 100—1000 раз меньше, чем действующие в их анодных цепях переменные или постоянные напряжения. Это позволяет при анализе процессов в преобразователях средней и большой мощности, как правило, пренебречь токами вентилях при их закрытом состоянии и падением напряжения на вентилях при их открытом состоянии. Другими словами, вентили в таких преобразователях обычно можно считать **и д е а л ь н ы м и** и при рассмотрении процессов в преобразователях иногда удобно заменять вентили электрическими ключами мгновенного действия. Лишь при расчете потерь в вентилях необходимо учитывать потери в них при протекании прямого тока, переключениях на высоких частотах (500—1000 Гц и выше), а в некоторых случаях и при протекании токов в закрытом состоянии. Вследствие больших токов и прикладываемых напряжений в изучаемых преобразователях часто применяют параллельное и последовательное соединения вентилях.

Выбранная для пресектирования схема того или иного преобразователя должна обеспечивать требования, предъявляемые со стороны

нагрузки и питающей сети. В связи с этим при изучении конкретных схем преобразователей большое внимание уделяется таким их показателям, как гармонический состав выходного напряжения и потребляемого тока, внешние и регулировочные характеристики, потребление из сети реактивной мощности.

Выпрямительные установки средней и большой мощности выполняют преимущественно по многофазным схемам. *Применение многофазных схем снижает загрузку вентилей по току, уменьшает коэффициент пульсации и повышает частоту пульсации выпрямленного напряжения*, что облегчает задачу его сглаживания. Вместе с тем существуют потребители постоянного тока, которые в силу тех или иных условий получают энергию от однофазных выпрямителей. Такие выпрямители применяют в железнодорожном транспорте на подвижном составе, электрифицированном на переменном токе. Их используют также в некоторых видах сварочных устройств, электровибраторов и т. д.

В большинстве случаев в цепь нагрузки выпрямителей средней и большой мощности входит встречная э. д. с. (двигатели постоянного тока, электролитические ванны) и реже — активное сопротивление. Встречная э. д. с. и активное сопротивление обычно сочетаются с последовательным соединением индуктивности, либо присущей самой нагрузке, либо дополнительно включаемой для лучшего сглаживания потребляемого тока (как указывалось в § 5.2, применение простого индуктивного фильтра наиболее эффективно для выпрямителей средней и большой мощности).

Если учитывать достаточно большую величину индуктивности в цепи нагрузки (что часто имеет место на практике), то независимо от того, содержит ли потребитель встречную э. д. с. и индуктивность или его сопротивление имеет активно-индуктивный характер, режим работы выпрямителя остается одним и тем же. Это позволяет учитывать более простые параметры R_n и L_n в цепи нагрузки. Для упрощения анализа часто принимают $L_n = \infty$. Случай чисто активной нагрузки при неучете индуктивных сопротивлений в анодных цепях вентилей x_a , характеризующих влияние индуктивностей рассеяния обмоток трансформатора, используется лишь для качественной оценки процессов, протекающих в схемах (для пояснения принципа их действия).

§ 6.2. УПРАВЛЯЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ ОДНОФАЗНОГО ТОКА

В большинстве случаев применения выпрямителей средней и большой мощности приходится решать задачу управления средним значением выпрямленного напряжения U_d . Это обусловливается необходимостью стабилизации напряжения на нагрузке в условиях изменения напряжения питающей сети или тока нагрузки, а также регулирования напряжения на нагрузке с целью обеспечения требуемого режима ее работы (например, при управлении скоростью двигателей постоянного тока).

Регулирование выходного напряжения выпрямителей может осуществляться трансформатором с отпайками на вторичной стороне или автотрансформатором. Регулирование сводится здесь к изменению напряжения U_2 , которому пропорционально напряжение U_d . Существуют также другие способы регулирования, связанные, например, с введением подмагничиваемых постоянным током дросселей насыщения в цепи первичной или вторичной обмотки трансформатора.

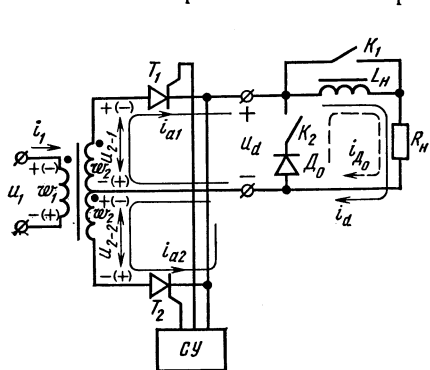


Рис. 6.1. Схема однофазного управляемого выпрямителя с нулевой точкой трансформатора

Значительно более широкое применение для регулирования напряжения на нагрузке получил фазовый способ, основанный на управлении во времени моментом отпирания вентилей выпрямителя. Он базируется на использовании в схеме выпрямителя управляемых вентилей — тиристоров, в связи с чем выпрямитель называют **управляемым**.

Однофазные управляемые выпрямители выполняют по схеме с нулевым выводом трансформатора и мостовой схеме. Принцип действия и характеристики однофазных управляемых выпря-

мителей рассмотрим на примере схемы с нулевым выводом, а для мостовой схемы укажем лишь ее особенности.

Схема однофазного управляемого выпрямителя с нулевым выводом, выполняемая по аналогии со схемой неуправляемого выпрямителя (см. рис. 5.4, а), приведена на рис. 6.1. Ее анализ будем проводить для двух видов нагрузки — чисто активной и активно-индуктивной. Примем вначале нагрузку чисто активной (ключ K_1 включен, ключ K_2 выключен).

Режиму активной нагрузки соответствуют временные диаграммы, приведенные на рис. 6.2, а — е. Пусть на входе выпрямителя действует положительная полуволна напряжения сети u_1 (рис. 6.2, а), чему соответствуют полярности напряжений на обмотках трансформатора, указанные на рис. 6.1 без скобок. На интервале $0 — \vartheta_1$ тиристоры T_1, T_2 закрыты, напряжение на выходе выпрямителя $u_d = 0$ (рис. 6.2, в). К тиристорам T_1, T_2 прикладывается суммарное напряжение двух вторичных обмоток трансформатора $u_{2-1} + u_{2-2}$. На тиристоре T_1 действует напряжение в прямом направлении, а на тиристоре T_2 — в обратном. Если сопротивления непроводящих тиристоров при прямом и обратном напряжениях считать одинаковыми, то на интервале $0 — \vartheta_1$ напряжение на тиристорах (с учетом соответствующей полярности) будет определяться величиной $(u_{2-1} - u_{2-2})/2 = u_2$ (рис. 6.2, е).

В момент времени ϑ_1 , определяемый углом α , от системы управления СУ выпрямителя поступает импульс на управляющий электрод

тиристора T_1 (рис. 6.2, б). В результате отпирания тиристор T_1 подключает нагрузку R_H на напряжение $u_{2-1} = u_2$ вторичной обмотки трансформатора. На нагрузке на интервале $\vartheta_1 - \pi$ формируется напряжение u_d (рис. 6.2, в), представляющее собой участок кривой напряжения $u_{2-1} = u_2$. Через нагрузку и тиристор T_1 протекает ток (рис. 6.2, г) $i_d = i_{a1} = u_d/R_H$. При переходе напряжения питания через нуль ($\vartheta = \pi$) ток тиристора T_1 становится равным нулю и тиристор закрывается.

На интервале $\vartheta_2 - \pi = \alpha$ полярность напряжения питания изменяется на противоположную. На этом интервале оба тиристора выпрямителя закрыты. К тиристор T_1 (рис. 6.2, е) прикладывается обратное напряжение, а к тиристор T_2 — прямое напряжение, равное u_2 .

По окончании указанного интервала подается отпирательный импульс на тиристор T_2 . Отпирание этого тиристора вызывает приложение к нагрузке напряжения $u_d = u_{2-2} = u_2$ (рис. 6.2, в) той же формы, что и на интервале проводимости тиристора T_1 . Через нагрузку и тиристор протекает ток $i_d = i_{a2} = u_d/R_H$ (рис. 6.2, д). На интервале $2\pi - \vartheta_2$ проводимости тиристора T_2 напряжения двух вторичных обмоток трансформатора подключаются к тиристор T_2 , вследствие чего с момента отпирания тиристора T_2 на тиристоре T_1 действует обратное напряжение, равное $2u_2$ (рис. 6.2, е). Максимальному обратному напряжению соответствует значение $U_{bmax} = 2\sqrt{2}U_2$, где U_2 — действующее значение вторичного напряжения трансформатора. В последующем процессы в схеме следуют аналогично рассмотренным. Токи вторичных обмоток трансформатора определяются токами тиристор T_1 , T_2 (рис. 6.2, г, д). Первичный ток i_1 (рис. 6.2, а) связан с вторичными токами коэффициентом трансформации трансформа-

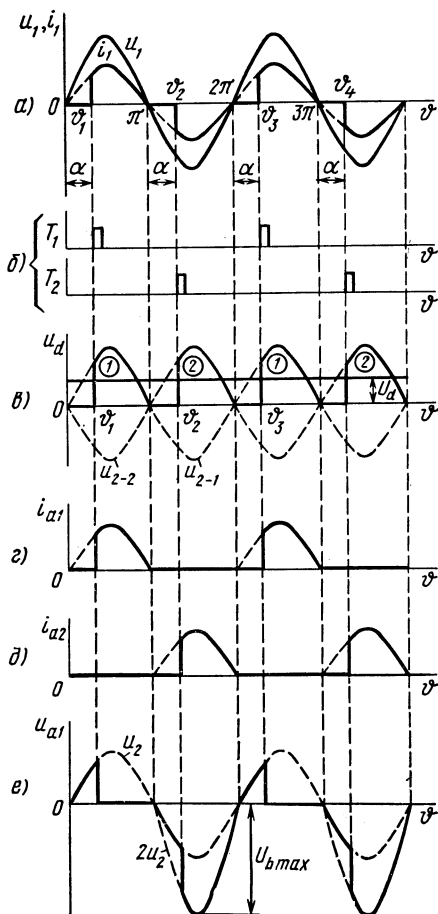


Рис. 6.2. Временные диаграммы, иллюстрирующие принцип действия однофазного управляемого выпрямителя с нулевым выводом при чисто активной нагрузке

тора $n = \omega_1/\omega_2$ и имеет паузы на интервалах α . Его первая гармоника имеет фазовый сдвиг в сторону отставания относительно напряжения питания.

Как указывалось, одной из важнейших особенностей управляемого выпрямителя является его способность регулировать среднее значение выпрямленного напряжения U_d при изменении угла α (рис. 6.2, в). При $\alpha = 0$ кривая выходного напряжения u_d соответствует случаю неуправляемого выпрямителя (см. § 5.2) и напряжение

$$U_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 = 0,9 U_2 \text{ максимально. Углу управления } \alpha = \pi$$

(180 эл. град) отвечают $u_d = 0$ и $U_d = 0$. Иными словами, управляемый выпрямитель при изменении угла α от 0 до 180 эл. град осуществляет регулирование напряжения U_d в пределах от максимального значения, равного $0,9 U_2$, до нуля. Вид кривых u_d при различных значениях угла α показан на рис. 6.3, а — г.

Зависимость напряжения U_d от угла α называется регулировочной характеристикой управляемого выпрямителя. Она определяется из выражения для среднего значения напряжения на нагрузке. Это напряжение на интервале $\alpha - \pi$ соответствует синусоиде вторичного напряжения (см. рис. 6.2, в или 6.3, б, в), т. е.

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \vartheta d\vartheta. \text{ Результат расчета дает}$$

$$U_d = U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}, \quad (6.1)$$

где $U_{d0} = 0,9 U_2$ — среднее значение напряжения на нагрузке при $\alpha = 0$.

На рис. 6.4 приведена регулировочная характеристика управляемого выпрямителя (при $L_H = 0$), построенная по выражению (6.1).

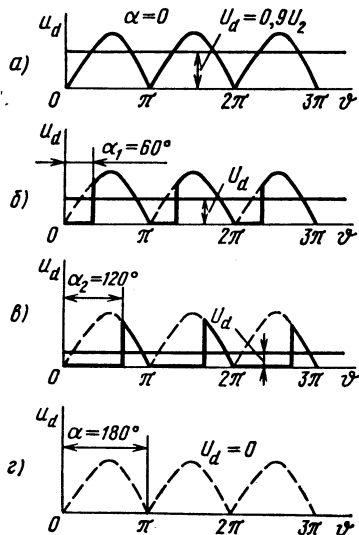


Рис. 6.3. Кривые выходного напряжения однофазного выпрямителя при чисто активной нагрузке и различных углах управления α

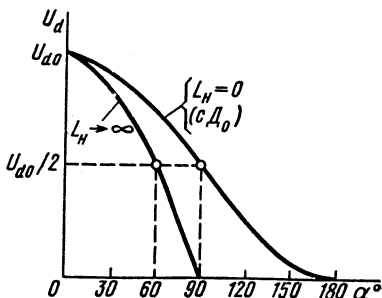


Рис. 6.4. Регулировочная характеристика однофазного управляемого выпрямителя

Рассмотрим влияние на процессы в схеме рис. 6.1 индуктивности в цепи нагрузки (ключи K_1, K_2 разомкнуты) при $\alpha \neq 0$.

Наличие индуктивности L_H изменяет характер зависимости $i_d(\theta)$, повторяющей вид кривой $u_d(\theta)$ (см. рис. 6.2, в) при чисто активной нагрузке. После момента открывания тиристора ток i_d (рис. 6.5, б) плавно нарастает, что соответствует запасанию энергии в индуктивности. При спадании тока эта энергия отдается обратно, в результате чего ток продолжает протекать через нагрузку после перехода напряжения питания на нуль. Длительность интервала проводимости тиристорov T_1, T_2 возрастает, и они остаются в открытом состоянии в течение некоторого интервала после изменения полярности напряжений u_1 и u_2 . По указанной причине в кривой напряжения u_d (рис. 6.5, а) появляются участки напряжения u_2 отрицательной полярности.

Интервалы этих участков при данном угле α зависят от отношения $\tau = L_H/R_H$. С ростом L_H при неизменном значении R_H задержка в уменьшении до нуля тока i_d возрастает и участки отрицательной полярности в кривой u_d занимают больший интервал (пунктирные кривые на рис. 6.5, а, б). При некоторой величине индуктивности L_H

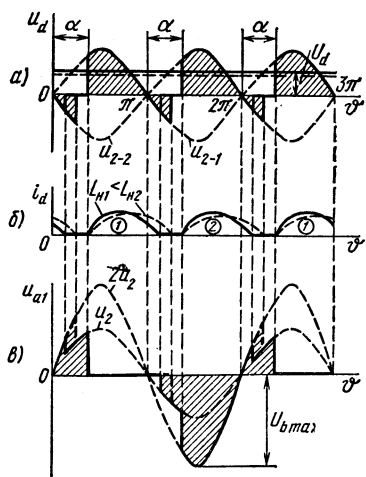


Рис. 6.5. Кривые выходного напряжения (а), тока нагрузки (б) и напряжения на тиристоре (в) в схеме рис. 6.1 в зависимости от величины индуктивности нагрузки

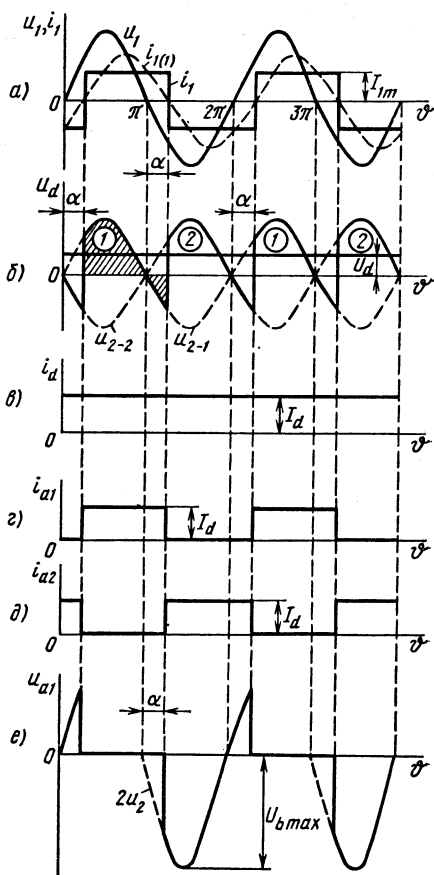


Рис. 6.6. Временные диаграммы напряжений и токов в схеме рис. 6.1 при $L_H \rightarrow \infty$

эти участки целиком распространяются на интервале α и ток i_d приобретает непрерывный характер. Такое же влияние оказывает и снижение R_n . Участки отрицательной полярности уменьшают среднее значение напряжения на нагрузке U_d (рис. 6.5, а). В этом проявляется влияние параметров нагрузки на форму и величину выходного напряжения выпрямителя.

Увеличение длительности проводящего состояния тиристорov под действием индуктивности нагрузки приводит к изменению формы кривой напряжения на приборах, получаемой как разность потенциалов их анодов и катодов, по сравнению со случаем чисто активной нагрузки (рис. 6.5, в). В частности, в кривой напряжения на тиристоре появляется участок со значением прямого напряжения, равным $2u_2$, продолжительность которого возрастает с увеличением L_n .

На рис. 6.6, а — е приведены временные диаграммы напряжений и токов управляемого выпрямителя в предположении $L_n \rightarrow \infty$. Большая величина L_n является наиболее характерным случаем при использовании выпрямителя на практике. Режим работы выпрямителя характеризуется наличием в кривой напряжения u_d (рис. 6.6, б) участков отрицательной полярности, целиком заполняющих интервалы α , а также идеально сглаженной кривой тока нагрузки i_d (рис. 6.6, в). В соответствии с указанной кривой тока i_d токи тиристорov i_{a1} , i_{a2} имеют вид импульсов прямоугольной формы. Среднее значение тока тиристорov связано с током I_d соотношением $I_a = I_d/2$.

Потребляемый от сети ток i_1 является переменным и имеет прямоугольную форму (рис. 6.6, а) с амплитудой $I_{1m} = I_d/n$. Его первая гармоника $i_{1(1)}$ сдвинута в сторону отставания на угол $\varphi = \alpha$ относительно напряжения питания.

Кривая напряжения на тиристоре состоит из участков напряжения $2u_2$ (рис. 6.6, е). Максимальное обратное напряжение равно $2\sqrt{2}U_2$ (при $\alpha \leq 90^\circ$), как и в неуправляемом выпрямителе (см. § 5.2). Этому же значению соответствует и максимально возможное прямое напряжение на тиристоре (при $\alpha \geq 90^\circ$).

Наличие в кривой напряжения u_d участков отрицательной полярности обуславливает отличие регулировочной характеристики управляемого выпрямителя при $L_n \rightarrow \infty$ от случая чисто активной нагрузки. В частности, для рассматриваемой нагрузки напряжение $U_d = 0$ при $\alpha = 90^\circ$, что соответствует равенству площадей, заключаемых отрезками кривой напряжения u_d положительной и отрицательной полярности (рис. 6.6, б). Регулировочная характеристика

$$U_d = F(\alpha), \text{ определяемая из выражения } U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sqrt{2} U_2 \sin \vartheta d\vartheta,$$

описывается соотношением

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha. \quad (6.2)$$

Вид регулировочной характеристики при $L_n \rightarrow \infty$ показан на рис. 6.4. Кривые при $L_n = 0$ и $L_n \rightarrow \infty$ на рис. 6.6 ограничивают область расположения регулировочных характеристик для промежуточных значений $\infty > L_n > 0$.

При работе управляемого выпрямителя первая гармоника входного тока i_1 , как отмечалось, отстает от напряжения питания u_1 (рис. 6.6, а). Это приводит к потреблению выпрямителем от сети реактивной мощности, что неблагоприятно сказывается на энергетических показателях установки (подробнее о коэффициенте мощности см. в § 6.7). Указанное явление можно несколько ослабить, подключив к выходной цепи управляемого выпрямителя так называемый нулевой диод. Особенности работы выпрямителя по схеме рис. 6.1 с нулевым диодом рассмотрим при активно-индуктивной нагрузке с $L_H \rightarrow \infty$ (ключ K_1 выключен, ключ K_2 включен). Временные диаграммы напряжений и токов, приведенные на рис. 6.7, а—ж, поясняют режим работы схемы.

Отличие проявляется на интервалах α , где ток нагрузки поддерживается энергией, накопленной в индуктивности. В отсутствие нулевого диода ток нагрузки на этих интервалах протекает, как указывалось, по цепи через один из тиристоров и обмотку трансформатора, на которой действует напряжение отрицательной полярности. Наличие нулевого диода исключает указанную цепь протекания тока i_d , так как через диод D_0 напряжение вторичной обмотки трансформатора подается на проводящий тиристор в обратном направлении (например, напряжение u_{2-1} на тиристор T_1), вызывая его запирающее. Вследствие этого ток нагрузки после перехода вторичного напряжения через нуль переводится в цепь диода D_0 , минуя тиристоры и обмотки трансформатора. Из-за шунтирования диодом выходной цепи выпрямителя в кривой напряжения u_d (рис. 6.7, б) на интервалах α создаются нулевые паузы. Интервалы проводимости тиристоров T_1 , T_2 сокращаются до значения $\pi - \alpha$ (рис. 6.7, г, д). Поскольку рассматривается случай $L_H \rightarrow \infty$, ток i_d идеально сглажен (рис. 6.7, в), а токи i_{a1} , i_{a2} (рис. 6.7, г, д) имеют вид импульсов прямоуголь-

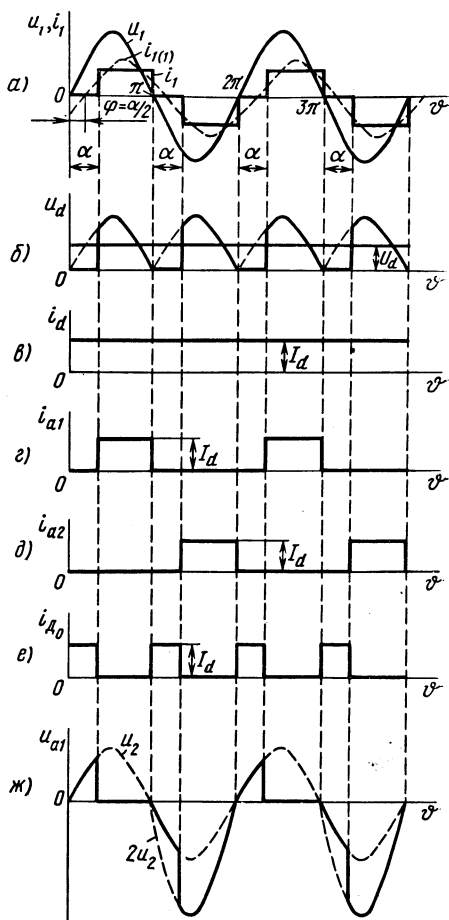


Рис. 6.7. Временные диаграммы напряжений и токов в схеме рис. 6.1 при наличии нулевого диода

ной формы с амплитудой I_d и длительностью $\pi - \alpha$. Кривая напряжения на тиристоре (рис. 6.7, ж), так же как и кривая u_d , соответствует случаю чисто активной нагрузки.

Ток первичной обмотки трансформатора обуславливается токами его вторичных обмоток (анодными токами тиристоров T_1, T_2), вследствие чего в токе i_1 (рис. 6.7, а) создаются паузы длительностью α . Первая гармоника потребляемого тока $i_{1(1)}$ сдвинута теперь относительно напряжения питания u_1 на угол φ , равный $\alpha/2$, в то время как в схеме без нулевого диода фазовый сдвиг между ними был равен α . Регулировочная характеристика управляемого выпрямителя с нулевым диодом, как и для случая чисто активной нагрузки, описывается соотношением (6.1).

Схема однофазного мостового управляемого выпрямителя также выполняется по аналогии со схемой неуправляемого выпрямителя (см. рис. 5.8, а). Она применяется в вариантах с полным или неполным числом управляемых вентилях (тиристоров).

Режим работы и регулировочные характеристики мостового выпрямителя с полным числом управляемых вентилях такие же, что и однофазного выпрямителя с нулевой точкой. Отличие проявляется, как и в неуправляемых выпрямителях, в форме кривой напряжения на вентилях, которая в мостовой схеме определяется напряжением u_2 , а в схеме с нулевым выводом — напряжением $2u_2$, т. е. при введении масштабного коэффициента 0,5 кривые напряжения на тиристорах, приведенные на рис. 6.2, е, 6.5, в, 6.6, г для схемы с нулевой точкой, будут действительны и для мостовой схемы. По указанной причине тиристоры мостовой схемы следует выбирать на напряжение $\sqrt{2}U_2$, вдвое меньшее, чем в схеме с нулевой точкой. Формы кривых токов первичной и вторичной обмоток трансформатора в мостовой схеме одинаковы и имеют тот же вид, что и кривая первичного тока в схеме с нулевой точкой (см. рис. 6.2, а, 6.6, а).

В мостовом выпрямителе с неполным числом управляемых вентилях (несимметричная схема) два вентиля управляемые, а два других — неуправляемые (рис. 6.8, а). Режим работы схемы подобен режиму однофазной схемы с нулевым выводом и нулевым диодом. При этом в кривой u_d также отсутствуют участки напряжения отрицательной полярности (рис. 6.8, в), а первая гармоника первичного тока имеет фазовый сдвиг относительно напряжения питания, равный $\varphi = \alpha/2$.

Особенности работы схемы рассмотрим для случая активно-индуктивной нагрузки с $L_H \rightarrow \infty$ (ток i_d идеально сглажен, рис. 6.8, г).

Отпирание тиристоров T_1, T_3 производят с задержкой на угол α относительно моментов перехода через нуль напряжения u_2 . На интервале $\pi - \alpha$ проводят ток тиристор T_1 и диод D_2 . Ток нагрузки i_d (его контур показан на схеме сплошной линией) протекает через вторичную обмотку трансформатора (полярность напряжения которой обозначена без скобок) и указанные вентили.

По окончании интервала $\pi - \alpha$ полярность напряжения u_2 изменяется, что вызывает запираание диода D_2 и прекращение протекания через него тока i_d (рис. 6.8, е). Ток нагрузки, поддерживаемый индуктивностью L_H , продолжает протекать через оставшийся в открытом состоянии тиристор T_1 и открывшийся диод D_4 (рис. 6.8, д, з). Цепь нагрузки оказывается замкнутой накоротко тиристором T_1 и диодом D_4 (контур тока i_d показан на схеме пунктиром). Иными словами, эти вентили выполняют на интервале α ту же функцию, что и нулевой диод в схеме рис. 6.1.

В момент времени $\pi + \alpha$ подачей управляющего импульса открывается тиристор T_3 . Под воздействием напряжения u_2 тиристор T_1 закрывается и к нему прикладывается обратное напряжение (рис. 6.8, д, и). Нагрузка потребляет энергию от сети по цепи: вторичная обмотка трансформатора — диод D_4 — тиристор T_3 (рис. 6.8, а, ж, з). По окончании интервала 2π в схеме возникает состояние, подобное окончанию предыдущего полупериода: диод D_4 закрывается, а диод D_2 открывается, образуя совместно с тиристором T_3 короткозамкнутую цепь нагрузки на интервале α .

Таким образом, на интервале α в схеме исключается протекание тока i_d через вторичную, а следовательно, и первичную обмотки трансформатора. В кривой u_d (рис. 6.8, в) отсутствуют участки напряжения u_2 отрицательной полярности, а кривые токов i_1, i_2 имеют вид, показанный на рис. 6.8, б. Угол сдвига первой гармоники потребляемого тока относительно питающего напряжения равен $\alpha/2$.

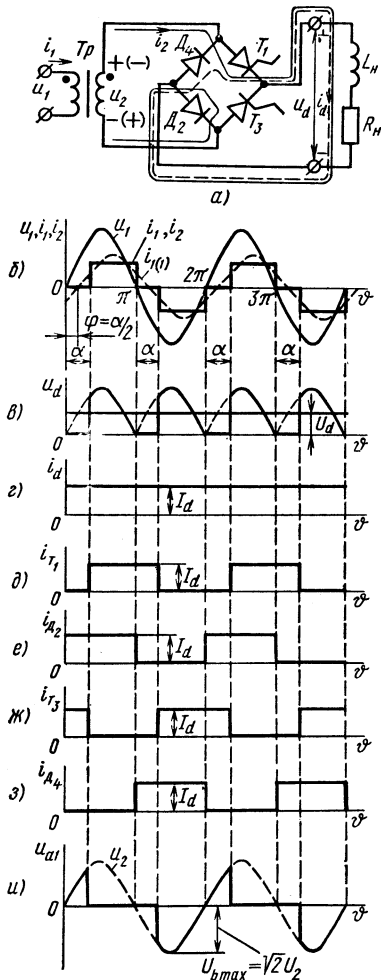
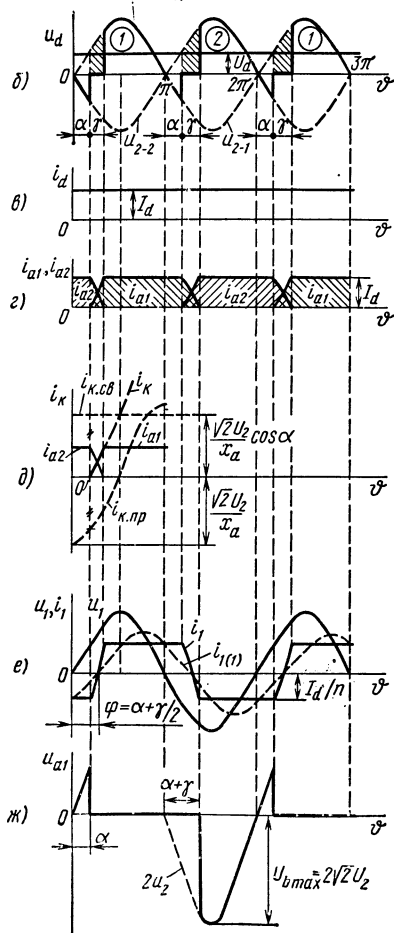


Рис. 6.8. Схема однофазного мостового управляемого выпрямителя с неполным числом вентилей (а) и его временные диаграммы при $L_H \rightarrow \infty$ (б — и)

§ 6.3. КОММУТАЦИЯ ТОКА, ВНЕШНИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ОДНОФАЗНЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ СРЕДНЕЙ И БОЛЬШОЙ МОЩНОСТИ

Как отмечалось, в выпрямителях средней и большой мощности возрастает влияние э. д. с., создаваемых в первичной и вторичной обмотках трансформатора их магнитными потоками рассеяния. Это обуславливается, во-первых, относительным увеличением самих индуктивностей рассеяния из-за ухудшения магнитной связи между обмотками при выполнении трансформатора на большую мощность и, во-вторых, уменьшением активных сопротивлений в схеме (обмотки трансформатора и монтаж выполняются проводом большего сечения).



Повышение роли индуктивностей рассеяния сказывается на процессе перехода тока нагрузки с одного вентиля выпрямителя на другой (процесс коммутации). В маломощных выпрямителях ввиду относительной малости индуктивностей рассеяния обмоток трансформатора указанный переход тока протекает за короткий интервал времени. Коммутацию тока в этих выпрямителях считают мгновенной и не учитывают. В выпрямителях же средней и большой мощности интервал коммутации, характеризуемый углом γ , может занимать довольно значительную часть длительности рабочих процессов. Коммутационные процессы здесь оказывают существенное влияние на работу, показатели и характеристики выпрямителя. Влияние индуктивностей рассеяния обмоток трансформатора L_{s1} , L_{s2} , а при более точ-

Рис. 6.9. Схема однофазного управляемого выпрямителя с нулевым выводом трансформатора и учетом паразитных индуктивностей (а); временные диаграммы, учитывающие явление коммутации тока тиристоров (б — ж)

ных расчетах — и индуктивности питающей сети L_0 , учитывается суммарной индуктивностью $L_a = L_{s2} + (L_{s1} + L_0) \left(\frac{\omega_1}{\omega_2} \right)^2$ (или суммарным индуктивным сопротивлением $x_a = 2\pi f L_a$), приведенной к вторичной (вентильной) обмотке трансформатора.

Процесс коммутации, а также его влияние на показатели и характеристики выпрямителя рассмотрим вначале для однофазной схемы с нулевым выводом. Поскольку неуправляемый выпрямитель является частным случаем управляемого при $\alpha = 0$, анализ проводят для управляемого выпрямителя (рис. 6.9, а). При $\alpha = 0$ все полученные далее соотношения действительно для неуправляемого выпрямителя. Нагрузка принимается активно-индуктивной с $L_H \rightarrow \infty$.

Временные диаграммы, поясняющие влияние коммутационных процессов в схеме выпрямителя, приведены на рис. 6.9, б — ж. Влияние проявляется в том, что при подаче отпирающего импульса на очередной тиристор выпрямителя по истечении интервала α индуктивные сопротивления x_{a1} и x_{a2} затягивают процесс уменьшения до нуля тока проводившего тиристора и нарастания до значения I_d тока тиристора, вступающего в работу (рис. 6.9, г). В результате на интервале коммутации γ в проводящем состоянии одновременно находятся оба тиристора выпрямителя (тиристоры T_1 и T_2 на рис. 6.9, а). Эти тиристоры создают короткозамкнутый контур для последовательно соединенных вторичных обмоток трансформатора с суммарным напряжением $2u_2$ и сопротивлением $x_{a1} + x_{a2}$. Если считать $x_{a1} = x_{a2}$, то к каждому из этих сопротивлений прикладывается напряжение u_2 .

Напряжение u_d на интервале γ определяется выражением

$$u_d = (u_{2-1} + u_{2-2})/2. \quad (6.3)$$

Поскольку при отсчете u_{2-1} и u_{2-2} относительно нулевого вывода обмотки $u_{2-1} = -u_{2-2}$, на интервале коммутации $u_d = 0$ (рис. 6.9, б). Вследствие этого при вычислении напряжения U_d заштрихованные площадки на рис. 6.9, б из расчета выпадают. Таким образом, при конечной длительности этапа коммутации среднее значение выпрямленного напряжения U_d будет меньше, чем при $\gamma = 0$. Для U_d действительно соотношение

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha - \Delta U_{d\gamma}, \quad (6.4)$$

где $U_{d0} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 = 0,9U_2$ — среднее значение напряжения на нагрузке при $\alpha=0$ в режиме холостого хода (без учета коммутаций); $\Delta U_{d\gamma}$ — усредненное коммутационное снижение напряжения за период.

Величину $\Delta U_{d\gamma}$ находят из выражения

$$\Delta U_{d\gamma} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \sqrt{2} U_2 \sin \vartheta d\vartheta = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_2 [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)]. \quad (6.5)$$

В формулу (6.5) входит член $\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)$, который можно определить, рассмотрев более детально коммутационный процесс пере-

хода тока, например, с тиристора T_2 на тиристор T_1 при его отпирании по окончании интервала α (рис. 6.9, б — д). С отпирания тиристора T_1 начинается интервал совместной проводимости обоих тириستоров при полярности напряжений на вторичных обмотках трансформатора, указанной на рис. 6.9, а без скобок. Постепенное уменьшение до нуля тока тиристора T_2 и возрастание до величины I_a тока тиристора T_1 (рис. 6.9, в) осуществляются под воздействием тока коммутации i_k (рис. 6.9, а, д), протекающего в короткозамкнутом контуре, образованном этими тиристорами.

Ток i_k находят из расчета коммутационного процесса, последующего после отпирания тиристора T_1 . Ток коммутации при этом удобно представить в виде принужденной и свободной составляющих (рис. 6.9, д):

$$i_k = i_{k.пр} + i_{k.св}. \quad (6.6)$$

Принужденная составляющая обуславливается суммарным напряжением контура коммутации $2u_2$ и его сопротивлением $2x_a$. Поскольку сопротивление контура чисто реактивное, ток $i_{k.пр}$ отстает по фазе от напряжения $2u_2$ на угол $\pi/2$:

$$i_{k.пр} = \frac{2\sqrt{2} U_2}{2x_a} \sin(\vartheta + \alpha - \pi/2) = -\frac{\sqrt{2} U_2}{x_a} \cos(\vartheta + \alpha). \quad (6.7)$$

В выражении (6.7) начало отсчета времени принято в точке $\vartheta = \alpha$ (рис. 6.9, д).

Свободная составляющая

$$i_{k.св} = A e^{-\vartheta/\omega\tau}, \quad (6.8)$$

где A — некоторая постоянная; $\tau = 2L_a/R$ — постоянная времени контура коммутации.

Для выпрямителей средней и большой мощности активное сопротивление контура коммутации мало ($R \rightarrow 0$), в связи с чем $\tau \rightarrow \infty$. Тогда

$$i_{k.св} = A. \quad (6.9)$$

С учетом выражений (6.7) и (6.9) имеем

$$i_k = -\frac{\sqrt{2} U_2}{x_a} \cos(\vartheta + \alpha) + A. \quad (6.10)$$

Постоянную A находим из начальных условий коммутации $\vartheta = 0$, $i_k = 0$:

$$A = i_{k.св} = \frac{\sqrt{2} U_2}{x_a} \cos \alpha. \quad (6.11)$$

Таким образом,

$$i_k = \frac{\sqrt{2} U_2}{x_a} [\cos \alpha - \cos(\vartheta + \alpha)]. \quad (6.12)$$

Кривая тока i_{κ} определяет закон изменения на этапе коммутации анодного тока тиристора T_1 , а разность $I_d - i_{\kappa}$ — изменение анодного тока тиристора T_2 (рис. 6.9, ∂). Интервал коммутации γ заканчивается при достижении током i_{a1} величины I_d . Подстановка в (6.12) $\vartheta = \gamma$ и $i_{\kappa} = I_d$ дает

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = \frac{I_d x_a}{\sqrt{2} U_2}. \quad (6.13)$$

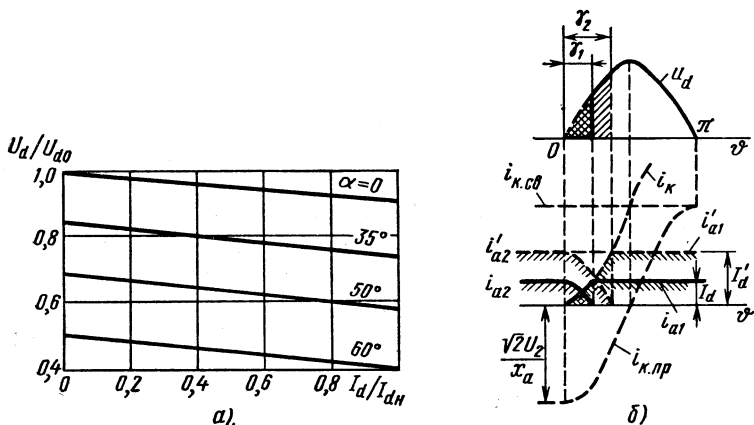


Рис. 6.10. Внешние характеристики однофазного управляемого выпрямителя (а); временные диаграммы, иллюстрирующие уменьшение среднего значения выпрямленного напряжения выпрямителя с ростом тока нагрузки (б)

На основании выражений (6.4), (6.5), (6.13) можно определить среднее значение напряжения управляемого выпрямителя с учетом коммутации:

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha - \frac{I_d x_a}{\pi}. \quad (6.14)$$

Уравнение (6.14) описывает внешние характеристики управляемого выпрямителя. Для различных значений угла управления α они представляются семейством параллельных прямых (рис. 6.10, а).

Наклон характеристик зависит от величины приведенного к вторичной обмотке трансформатора суммарного реактивного сопротивления x_a . Выпрямителю, выполненному на диодах (неуправляемый выпрямитель), соответствует внешняя характеристика со значением $\alpha = 0$. Ток i_{κ} и его составляющие, а также уравнение внешней характеристики для неуправляемого выпрямителя находят из соотношений (6.7), (6.11), (6.12) и (6.14):

$$i_{\kappa, \text{пр}} = -\frac{\sqrt{2} U_2}{x_a} \cos \vartheta, \quad (6.15)$$

$$i_{K.CB} = \frac{\sqrt{2} U_2}{x_a}, \quad (6.16)$$

$$i_K = \frac{\sqrt{2} U_2}{x_a} (1 - \cos \vartheta), \quad (6.17)$$

$$U_d = U_{d0} - \frac{I_d x_a}{\pi}. \quad (6.18)$$

Уменьшение напряжения на нагрузке U_d с ростом тока I_d объясняется увеличением коммутационного падения напряжения ΔU_d вследствие возрастания угла коммутации γ . Указанное поясняется для случая неуправляемого выпрямителя временными диаграммами рис. 6.10, б, где показаны кривые напряжения u_d , тока i_K и его составляющих, а также токов вентилях при двух значениях тока нагрузки $I_d' > I_d$.

На рис. 6.9, е приведены кривые напряжения u_1 и тока i_1 . Ток i_1 на внекоммутационных интервалах определяется (с учетом коэффициента трансформации $n = \omega_1/\omega_2$) токами тиристоров i_{a1} , i_{a2} , а на этапах коммутации — их разностью. Коммутационные явления в схеме выпрямителя приводят к возрастанию фазового сдвига потребляемого тока относительно напряжения питания. Фазовый сдвиг первой гармоники тока $i_{1(1)}$ увеличивается примерно на угол $\gamma/2$ и составляет для управляемого выпрямителя

$$\varphi \approx \alpha + \gamma/2. \quad (6.19)$$

Кривая напряжения на тиристоре (см. рис. 6.9, ж) отличается от аналогичной кривой на рис. 6.6, е увеличением интервала его проводимости на время коммутации. С учетом угла γ к тиристорам при заперении прикладывается скачок обратного напряжения, равный $2\sqrt{2}U_2 \sin(\alpha + \gamma)$.

Коммутационные процессы в однофазном мостовом выпрямителе (рис. 6.11) подобны процессам в однофазной схеме с нулевой точкой. Особенность заключается в том, что на этапе коммутации в проводящем состоянии находятся одновременно все четыре тиристора. На схеме показан контур коммутации при отпирании тиристоров T_1 , T_2 и запираании тиристоров T_3 , T_4 .

Ток коммутации i_K в мостовой схеме обуславливается напряжением u_2 и реактивным сопротивлением x_a . Для тока i_K и его свободной и принужденной составляющих действительны соотношения (6.6) — (6.12), полученные для схемы с нулевой точкой. Отличие связано с тем, что в мостовой схеме непосредственно в коммутации каждого из тиристоров участвуют составляющие коммутационного тока

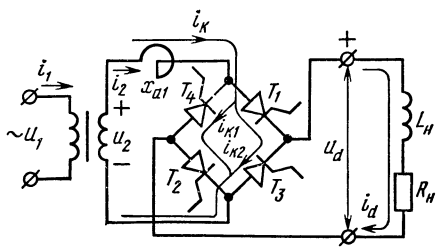


Рис. 6.11. Схема однофазного мостового управляемого выпрямителя с учетом паразитных индуктивностей

i_{k1}, i_{k2} (рис. 6.11). Если предположить, что составляющие i_{k1} и i_{k2} равны, то процесс коммутации (переход тока с одной пары тиристоров на другую) заканчивается при $i_{k1} = i_{k2} = I_d$. При этом току i_k будет соответствовать значение $2I_d$. На основании указанного правую часть выражения (6.13) необходимо умножить на 2:

$$\cos \alpha - \cos (\alpha + \gamma) = \frac{2I_d x_a}{\sqrt{2} U_2}. \quad (6.20)$$

Следовательно, уравнение внешних характеристик мостовой схемы записывается в виде

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha - \frac{2I_d x_a}{\pi}. \quad (6.21)$$

В мостовой схеме увеличение вдвое тригонометрической функции (6.13) компенсируется уменьшением примерно в то же число раз значения x_a за счет лучшей магнитной связи вторичной обмотки с первичной, т. е. уменьшения их индуктивностей рассеяния. В результате при одной и той же мощности выпрямителя *внешние характеристики мостовой схемы и схемы с нулевым выводом получаются примерно одинаковыми*.

Вид кривых токов i_1, i_2 совпадает с кривой тока i_1 в схеме с нулевым выводом (см. рис. 6.9, е). Первая гармоника тока $i_{1(1)}$ в мостовой схеме также сдвинута в сторону отставания относительно напряжения питания на угол $\varphi \approx \alpha + \gamma/2$. Кривая напряжения на тиристорах в мостовой схеме с учетом вдвое меньшей величины напряжения имеет тот же вид, что и в схеме с нулевым выводом (см. рис. 6.9, ж).

§ 6.4. НЕУПРАВЛЯЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ ТРЕХФАЗНОГО ТОКА

За исключением случаев, когда единственно возможным источником питания является сеть однофазного переменного тока, питание постоянным током потребителей средней и большей мощности производится от трехфазных выпрямителей. При выпрямлении трехфазного переменного тока, как отмечалось, достигается лучшее качество выпрямленного напряжения за счет снижения амплитуды пульсаций. Напряжение трехфазных выпрямителей к тому же легче подвергается сглаживанию, так как частота пульсаций здесь существенно выше, чем в однофазных выпрямителях. Облегчающим фактором в построении выпрямительных установок рассматриваемого диапазона мощностей служит и меньшая загрузка вентилях трехфазных схем по току и напряжению.

Из выпрямителей трехфазного тока *преимущественное применение на практике получила трехфазная мостовая схема* (схема Ларионова), поэтому ее анализу уделяется наибольшее внимание. Однако для лучшего уяснения принципа выпрямления трехфазного тока и режимов работы выпрямителей **вначале** рассмотрим трехфазную схему с нулевым выводом.

Схема трехфазного выпрямителя с нулевым выводом

В схему трехфазного неуправляемого выпрямителя с нулевым выводом (рис. 6.12, а) входит трансформатор со вторичными обмотками, соединенными звездой. Первичные обмотки соединяются звездой или треугольником. Выводы вторичных обмоток связаны с анодами трех вентилей. Нагрузка подключается к общей точке соединения катодов вентилей и нулевому выводу вторичных обмоток. Принцип действия схемы рассмотрим с помощью временных диаграмм, приведенных на рис. 6.12, б — ж, при чисто активной нагрузке.

Индуктивность рассеяния обмоток трансформатора и индуктивность питающей сети принимаем равными нулю. Иными словами, переход тока с одного вентиля на другой считаем мгновенным.

На рис. 6.12, б показана трехфазная система вторичных напряжений трансформатора относительно нулевой точки (фазные напряжения u_a, u_b, u_c). В силу того что нагрузка подключена к нулевому выводу вторичных обмоток и общей точке соединения катодов вентилей, последние способны проводить ток только при положительной полярности вторичных напряжений. Однако в открытом состоянии может находиться только тот из вентилей, для которого фазное напряжение выше, чем у двух других. Каждый из непроводящих вентилей будет заперт обратным напряжением, равным разности напряжений его фазы и фазы проводящего вентилей. На интервале $\vartheta_1 - \vartheta_2$ условие открытого состояния выполняется для вентиля 1, на интервале $\vartheta_2 - \vartheta_3$ — для вентиля 2, на интервале $\vartheta_3 - \vartheta_4$ — для вентиля 3, на интервале $\vartheta_4 - \vartheta_5$ — вновь для вентиля 1, и т. д.

Таким образом, интервал проводимости каждого вентиля составляет $\varphi = 2\pi/3$. Открытый вентиль под-

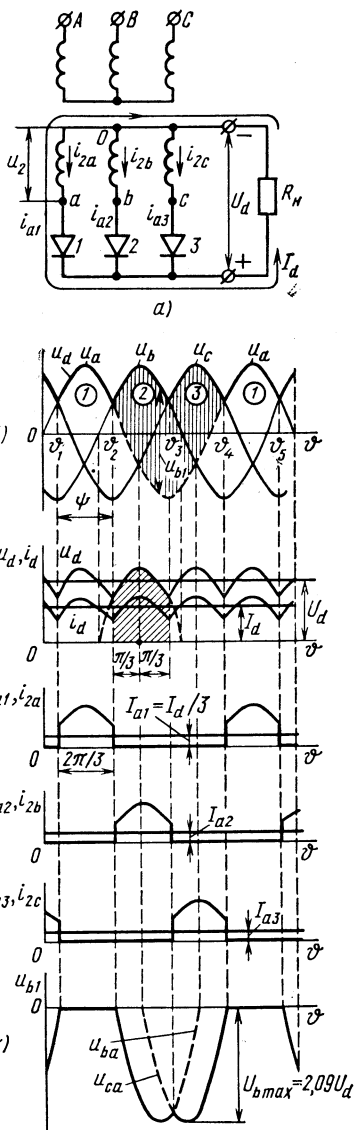


Рис. 6.12. Схема трехфазного неуправляемого выпрямителя с нулевым выводом (а) и его временные диаграммы при чисто активной нагрузке (б — ж)

ключает напряжение соответствующей фазы к нагрузке. В результате на ней действует однополярное пульсирующее напряжение u_d , представляющее собой участки фазных напряжений u_a , u_b , u_c (рис. 6.12, б, в). При чисто активной нагрузке кривая ее тока $i_d = U_d/R_n$ имеет ту же форму, что и напряжение u_d (рис. 6.12, в). Указанной очередности отпирания вентилей соответствуют кривые анодных токов, показанные на рис. 6.12, г — е.

Среднее значение выпрямленного напряжения находят по площади заштрихованного участка на рис. 6.12, в:

$$U_d = \frac{1}{2\pi/3} \int_{-\pi/3}^{\pi/3} \sqrt{2} U_2 \cos \vartheta d\vartheta = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_2 = 1,17U_2, \quad (6.22)$$

где U_2 — действующее значение фазного напряжения на вторичной обмотке трансформатора.

Коэффициент, связывающий напряжения U_d и U_2 в формуле (6.22), больше, чем в однофазных схемах, где $U_d = 0,9U_2$. В связи с этим для получения одинакового напряжения U_d трансформатор следует рассчитывать на напряжение $U_2 = 0,85U_d$, т. е. меньшее, чем в однофазных схемах ($U_2 = 1,11U_d$). Лучшие показатели имеет схема и в отношении коэффициента пульсации выпрямленного напряжения. Коэффициент пульсации по первой гармонике находят подстановкой в выражение (5.5) $m = 3$, откуда следует, что амплитуда первой гармоники пульсации составляет 25% от U_d вместо 67% для однофазных схем. Первая гармоника пульсации имеет частоту, трехкратную частоте сети, и равна 150 Гц против 100 Гц для однофазных двухполупериодных выпрямителей.

Средний ток вентилей I_a связан со средним значением тока нагрузки $I_d = U_d/R_n$ соотношением

$$I_a = I_d/3. \quad (6.23)$$

На рис. 6.12, ж построена кривая обратного напряжения на вентиле 1. Обратное напряжение найдено как разность между потенциалами анода и катода. Изменение потенциала анода вентиле 1 определяется фазным напряжением u_a , а катода — фазным напряжением u_b при проводящем вентиле 2 или фазным напряжением u_c при открытом вентиле 3. Ординаты, заключенные между кривыми u_a и $u_b(u_c)$, характеризуют мгновенные значения обратного напряжения (рис. 6.12, б) и кривую $u_{b1}(\vartheta)$ (рис. 6.12, ж). Напряжение u_{b1} , по существу, состоит из участков кривых линейных напряжений u_{ba} u_{ca} , в связи с чем необходимое для выбора вентиле максимальное обратное напряжение равно амплитуде линейного вторичного напряжения:

$$U_{b \max} = \sqrt{2} \sqrt{3} U_2 = \sqrt{6} U_2 = \frac{2\pi}{3} U_d = 2,09U_d. \quad (6.24)$$

Токи вторичных обмоток трансформатора i_{2a} , i_{2b} , i_{2c} определяются соответствующими токами вентилей (рис. 6.12, г — е). Кривые анодных токов содержат постоянную составляющую, равную $I_d/3$, кото-

рая протекает и через вторичные обмотки трансформатора, создавая в каждом из трех стержней магнитопривода одна на прав л е н н ы й п о т о к в ы н у ж д е н н о г о п о д м а г н и ч и в а н и я т р а н с ф о р м а т о р а . Этот поток замыкается от верхнего ярма трансформатора к нижнему через воздух, а в случае неудачной конструкции — через детали крепления магнитопровода и через стальной бак (в масляных трансформаторах).

Явление вынужденного подмагничивания магнитопровода трансформатора в трехфазной схеме с нулевым выводом крайне нежелательно, поскольку оно может привести к насыщению магнитопровода. Во избежание насыщения приходится увеличивать сечение магнитопровода. Однако это приводит к завышению массо-габаритных показателей трансформатора и всей выпрямительной установки.

Поток вынужденного подмагничивания может быть исключен введением дополнительных обмоток (т. е. усложнением трансформатора) на вторичной стороне и соединением вторичных обмоток зигзагом. Однако лучшие результаты дает применение трехфазной мостовой схемы, не имеющей потока вынужденного подмагничивания и обладающей рядом других преимуществ по сравнению с трехфазной схемой с нулевым выводом.

Схема трехфазного мостового выпрямителя

Схема трехфазного мостового выпрямителя (рис. 6.13, а) содержит выпрямительный мост из шести вентиляй. В нижней группе вентили соединены катодами (катодная группа), а в верхней — анодами (анодная группа). Нагрузка подключается между точками соединения катодов и анодов вентиляй. Схема допускает соединение как первичных, так и вторичных обмоток трансформатора звездой или треугольником. Она может быть применена и без трансформатора.

Анализ схемы проводится при активно-индуктивной нагрузке, наиболее распространенной на практике. Индуктивности рассеяния обмоток трансформатора и индуктивности питающей сети принимаются сначала равными нулю, а индуктивность $L_n \rightarrow \infty$. Рассмотрение проводится с использованием временных диаграмм, приведенных на рис. 6.13, б — и.

В схеме с нулевым выводом ток нагрузки создается под действием фазного напряжения вторичной обмотки трансформатора, а в мостовой схеме — под действием линейного напряжения. Ток нагрузки здесь протекает через два вентиля, один из которых расположен в катодной группе, а другой — в анодной. Контур тока нагрузки при открытых вентилях 1 и 6 показан на схеме рис. 6.13, а.

Из катодной группы в открытом состоянии будет находиться тот из вентиляй, напряжение анода которого имеет положительную полярность относительно нулевого вывода (фазное напряжение) и наибольшую величину по сравнению с другими вентилями. Из анодной группы открытое состояние принимает тот из вентиляй, напряжение катода которого в данный момент является наибольшим и имеет от-

рицательную полярность. Иными словами, в проводящем состоянии будут находиться те два накрест лежащих вентиля выпрямительного моста, между которыми действует в проводящем направлении наибольшее линейное напряжение. Укажем на диаграммах фазных напряжений (рис. 6.13, б) интервалы проводимости вентиля: на интервале $\vartheta_1 - \vartheta_2$ проводят вентили 6, 1, на интервале $\vartheta_2 - \vartheta_3$ — вентили 1, 2, на интервале $\vartheta_3 - \vartheta_4$ — вентили 2, 3, на интервале $\vartheta_4 - \vartheta_5$ — вентили 3, 4, и т. д. Таким образом, интервал проводимости каждого вентиля составляет $\psi = 2\pi/3$, а интервал совместной работы двух вентилях равен $\pi/3$. За период напряжения питания происходит шесть переключений вентилях. Схема работает в шесть тактов, в связи с чем ее часто называют шестипульсной.

Определим кривую выпрямленного напряжения u_d . Наиболее просто это можно сделать, показав кривые изменения потенциалов выводов нагрузки $\varphi_{d(-)}$ и $\varphi_{d(+)}$ относительно нулевого вывода вторичных обмоток трансформатора (рис. 6.13, а). Кривая изменения потенциала $\varphi_{d(+)}$ формируется из участков фазных напряжений положительной полярности при проводимости вентилях катодной группы, а кривая $\varphi_{d(-)}$ — из участков фазных напряжений отрицательной полярности при проводимости вентилях анодной группы (рис. 6.13, б). Разность указанных потенциалов определяет напряжение нагрузки u_d . Кривая u_d , показанная на рис. 6.13, в, состоит из участков линейных напряжений вторичных обмоток трансформатора.

Среднее значение выпрямленного напряжения находят по среднему значению напряжения u_d за период повторяемости $\pi/3$ (заштрихованный участок на рис. 6.13, в):

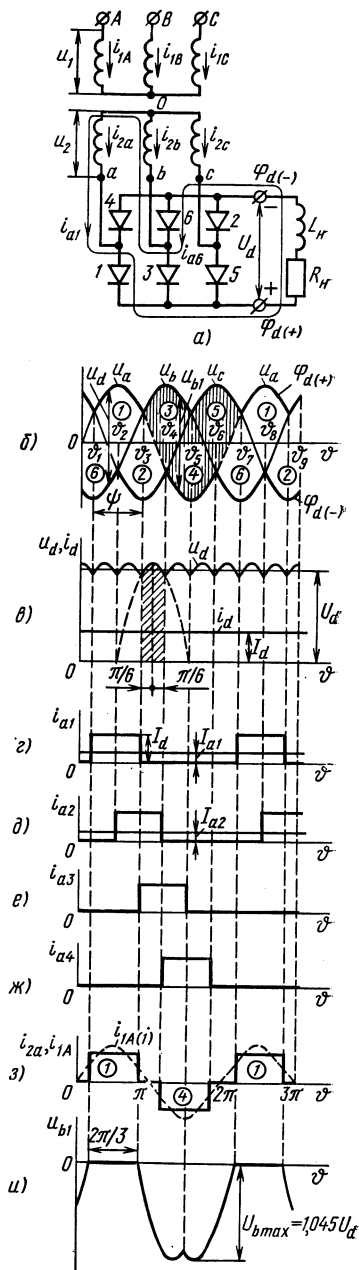


Рис. 6.13. Схема трехфазного мостового неуправляемого выпрямителя (а) и его временные диаграммы при $L_H \rightarrow \infty$ (б—у)

$$U_d = \frac{1}{\pi/3} \int_{-\pi/6}^{+\pi/6} \sqrt{2} U_{2л} \cos \vartheta d\vartheta = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_{2л} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_2 = 2,34 U_2. \quad (6.25)$$

Напряжение на нагрузке по сравнению с трехфазной схемой с нулевым выводом получается вдвое бóльшим. Это объясняется тем, что трехфазная мостовая схема выпрямителя представляет собой как бы две трехфазные схемы с нулевым выводом, выходы которых включены последовательно. При заданном напряжении U_d здесь требуется вдвое меньшее напряжение U_2 :

$$U_2 = \frac{\pi}{3\sqrt{6}} U_d = 0,425 U_d, \quad (6.26)$$

что сокращает число витков вторичных обмоток трансформатора и снижает требования к изоляции.

Поскольку период повторяемости кривой u_d равен $2\pi/6$, трехфазная мостовая схема эквивалентна шестифазной в отношении коэффициента пульсации и частоты ее первой гармоники. Коэффициент пульсации по первой гармонике находят подстановкой в выражение (5.5) $m = 6$, откуда следует, что амплитуда первой гармоники пульсации составляет 5,7% от напряжения U_d против 25% для трехфазной схемы с нулевым выводом. Частота первой гармоники пульсации шестикратна частоте питающей сети и равна 300 Гц, вторая гармоника имеет частоту 600 Гц и т. д.

Ток нагрузки из-за наличия в ней индуктивности сглажен. На рис. 6.13, в он представлен прямой линией со значением $I_d = U_d/R_{\Sigma}$. Поскольку каждый вентиль проводит ток в течение трети периода, среднее значение анодного тока $I_a = I_d/3$. Кривые токов вентиля показаны на рис. 6.13, г — ж.

При открытом состоянии двух вентилях выпрямительного моста другие четыре вентиля закрыты приложенным к ним обратным напряжением. Кривую обратного напряжения строят так же, как и для трехфазной схемы с нулевым выводом. Так, например, потенциал анода закрытого вентиля 1 следует за фазным напряжением u_a (рис. 6.13, а), а потенциал катода — за напряжением u_b при проводимости вентиля 3 или за напряжением u_c при проводимости вентиля 5 (так как потенциал катода равен потенциалу шины $\Phi_{d(+)}$ нагрузки). Разность напряжений между анодом и катодом (рис. 6.13, б) определяет кривую u_{b1} вентиля 1 (рис. 6.13, и). Как и в трехфазной схеме с нулевым выводом, кривая обратного напряжения составляется из участков линейных напряжений вторичных обмоток трансформатора и ее максимальная величина равна амплитуде линейного напряжения $U_{b \max} = \sqrt{6} U_2$. Однако ввиду вдвое большего среднего значения напряжения на нагрузке соотношение между $U_{b \max}$ и U_d здесь получается более предпочтительным, чем в трехфазной схеме с нулевым выводом:

$$U_{b \max} = (\pi/3) U_d = 1,045 U_d. \quad (6.27)$$

Таким образом, вентили в трехфазной мостовой схеме следует выбирать на напряжение, близкое к U_d .

Кривая тока вторичной обмотки трансформатора определяется токами двух вентиляей, подключенных к данной фазе. Один из вентиляей входит в анодную группу, а другой — в катодную. Так, например, ток i_{2a} состоит из токов вентиляей 1, 4 (рис. 6.13, э). Вторичный ток является переменным, имеет форму прямоугольных импульсов с амплитудой I_d и паузой между импульсами длительностью $\pi/3$, когда оба вентиля данной фазы закрыты. Постоянная составляющая во вторичном токе отсутствует, в связи с чем поток вынужденного подмагничивания магнитопровода трансформатора в мостовой схеме не создается.

Для расчета сечения провода вторичных обмоток трансформатора определим действующее значение вторичного тока (рис. 6.13, э)

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} i_2^2 d\vartheta} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} I_d^2 d\vartheta} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d. \quad (6.28)$$

Ток первичной обмотки трансформатора (рис. 6.13, э) связан с током его вторичной обмотки коэффициентом трансформации ($i_1 = i_2/n$, где $n = \omega_1/\omega_2$):

$$I_1 = \frac{1}{n} \sqrt{\frac{2}{3}} I_d. \quad (6.29)$$

Первая гармоника потребляемого тока, как и во всех неуправляемых выпрямителях (без учета коммутации вентиляей), совпадает по фазе с напряжением питания.

Коэффициент трансформации n находят из отношения напряжений обмоток:

$$n = \frac{U_1}{U_2} = \frac{U_1}{0,45U_d}. \quad (6.30)$$

Расчетные мощности первичных и вторичных обмоток равны, в связи с чем им равна и расчетная (типовая) мощность всего трансформатора:

$$S_T = S_1 = S_2 = 3 \sqrt{\frac{2}{3}} I_d \frac{\pi}{3\sqrt{6}} U_d = \frac{\pi}{3} P_d = 1,045 P_d. \quad (6.31)$$

В соответствии с формулой (6.31) трансформатор трехфазной мостовой схемы выпрямителя выбирают на мощность, близкую к мощности нагрузки, что также является преимуществом этой схемы.

Учет коммутации вентиляей в схеме трехфазного мостового неуправляемого выпрямителя

При рассмотрении трехфазной мостовой схемы исходили из равенства нулю индуктивностей рассеяния обмоток трансформатора и индуктивностей питающей сети, т. е. не учитывали влияние на показатели схемы коммутационных процессов, реально имеющих место в

схеме в процессе ее работы. По указанной причине все приведенные соотношения следует считать действительными лишь в первом приближении, а найденное значение напряжения $U_d = 2,34 U_2$ — равным напряжению U_{d0} в режиме холостого хода.

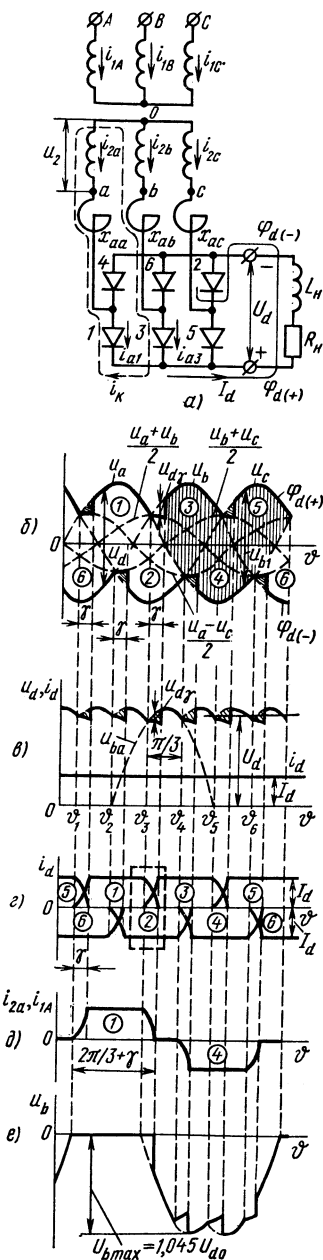
Ввиду наличия указанных индуктивностей, которые учитываются приведенными ко вторичной обмотке трансформатора «анодными» реактивными сопротивлениями x_{aa}, x_{ab}, x_{ac} (рис. 6.14, а), каждый переход тока с одного вентиля на другой в пределах анодной и катодной групп происходит в течение интервала коммутации γ . Коммутация начинается в точках естественного отпирания очередных вентилях (рис. 6.14, б), которым соответствуют моменты времени $\vartheta_1, \vartheta_2, \vartheta_3, \vartheta_4$ и т. д. на рис. 6.14, в. В точках естественного отпирания вентилей достигается равенство фазных напряжений вторичных обмоток трансформатора.

На этапе коммутации открыты три вентиля (рис. 6.14, г), два из которых в анодной или катодной группе участвуют в коммутации. В течение интервала γ ток вентиля, заканчивающего работу, спадает до нуля, а ток вентиля, вступающего в работу, нарастает до значения $i_d = I_d$ (принимая, как и ранее, $L_H \rightarrow \infty$). На рис. 6.14, а указаны контуры протекания тока нагрузки I_d и тока i_k при коммутации вентилей 1, 3 (вместе с которыми открыт также вентиль 2), возникающие в момент времени ϑ_3 (рис. 6.14, б, в, г).

На этапе коммутации вентилей 1, 3 потенциал шины нагрузки $\varphi_{d(-)}$ определяется напряжением u_c за счет проводимости вентиля 2 (рис. 6.14, а, б). Потенциал же шины нагрузки $\varphi_{d(+)}$ формируется с участием напряжений u_a и u_b в короткозамкнутом контуре, содержащем открытые вентили 1 и 3. Поскольку напряжения u_a, u_b имеют одинаковую полярность, но $u_b > u_a$, для потенциала $\varphi_{d(+)}$ можно записать

$$\varphi_{d(+)} = u_b - \frac{u_b - u_a}{2x_a} x_a,$$

Рис. 6.14. Схема трехфазного мостового неуправляемого выпрямителя с учетом паразитных индуктивностей (а); временные диаграммы, учитывающие явление коммутации (б — е)



или

$$\Phi_{d(+)} = (u_a + u_b)/2. \quad (6.32)$$

Иными словами, в процессе коммутации двух вентилей потенциал соответствующей шины нагрузки изменяется по полусумме напряжений двух фаз, участвующих в коммутации. Как видно из рис. 6.14, б, в, это вызывает уменьшение выпрямленного напряжения u_d на этапе коммутации γ , что сказывается и на среднем значении выходного напряжения:

$$U_d = U_{d0} - \Delta U_{d\gamma}, \quad (6.33)$$

где $\Delta U_{d\gamma}$ — среднее значение коммутационного снижения напряжения.

Мгновенное значение коммутационного снижения напряжения составляет (рис. 6.14, б, в)

$$u_{d\gamma} = u_b - \frac{u_a + u_b}{2} = \frac{u_b - u_a}{2}. \quad (6.34)$$

Разность в числителе выражения (6.34) есть не что иное, как линейное напряжение $u_{2n} = \sqrt{3}u_2$, следовательно,

$$u_{d\gamma} = \frac{\sqrt{6}}{2} U_2 \sin \vartheta. \quad (6.35)$$

Величину $\Delta U_{d\gamma}$ находим усреднением коммутационных площадок напряжения за интервал $\pi/3$ (на рис. 6.14, в они заштрихованы):

$$\Delta U_{d\gamma} = \frac{1}{\pi/3} \int_0^{\pi/3} \frac{\sqrt{6}}{2} U_2 \sin \vartheta d\vartheta = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_2 (1 - \cos \gamma). \quad (6.36)$$

Задача теперь заключается в отыскании тригонометрической функции, стоящей в скобках в правой части выражения (6.36). Ее находят из выражения для тока короткозамкнутого контура i_k (см. рис. 6.14, а). Ток i_k может быть определен, как и для однофазной схемы с нулевым выводом (см. § 6.3), в виде суммы свободной и принужденной составляющих. Получающиеся при этом соотношения подобны (6.15), (6.16), (6.17) для однофазного неуправляемого выпрямителя с нулевым выводом. С учетом того, что ток i_k здесь создается под действием линейного напряжения, равного $\sqrt{3}u_2$, ему будет соответствовать выражение

$$i_k = \frac{\sqrt{6}}{2x_a} U_2 (1 - \cos \vartheta). \quad (6.37)$$

Ток i_k определяет анодный ток вступающего в работу вентиля 3, а ток завершающего работу вентиля 1 характеризуется разностью $I_d - i_k$. При $i_{a3} = i_k = I_d$ коммутация заканчивается ($\vartheta = \gamma$). В результате из выражения (6.37) имеем

$$1 - \cos \gamma = \frac{2x_a I_d}{\sqrt{6} U_2}. \quad (6.38)$$

С использованием соотношений (6.33), (6.36), (6.38) находим

$$U_d = U_{d0} - \frac{3I_d x_a}{\pi}. \quad (6.39)$$

Уравнение (6.39) определяет внешнюю характеристику трехфазного мостового неуправляемого выпрямителя, которая, как и для однофазных выпрямителей при $\alpha = 0$ (см. рис. 6.10, а), имеет вид наклонной прямой. Уменьшение напряжения на нагрузке с увеличением ее тока, как отмечалось в § 6.3, связано с повышением коммутационных падений напряжения ввиду роста угла коммутации γ .

Влияние коммутационных процессов на форму кривых анодных токов (рис. 6.14, з) отражается также на форме кривых первичного и вторичного токов трансформатора (рис. 6.14, д). Основная гармоника этих токов приобретает отстающий относительно напряжения фазовый сдвиг на угол $\varphi \approx \gamma/2$.

Коммутационные процессы сказываются и на виде кривой обратного напряжения на вентиле (рис. 6.14, е), способ построения которой был показан ранее. Они приводят к увеличению интервала проводимости вентиля на угол γ и появлению на нем скачка обратного напряжения, равного $\sqrt{6}U_2 \sin \gamma$.

§ 6.5. МОСТОВОЙ УПРАВЛЯЕМЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ ТРЕХФАЗНОГО ТОКА

Трехфазная мостовая схема получила преимущественное применение и при построении управляемых выпрямителей трехфазного тока. Анализ схемы выпрямителя (рис. 6.15, а) вначале проведем при $x_{aa} = x_{ab} = x_{ac} = 0$, а затем укажем их влияние.

Особенность работы управляемого выпрямителя заключается в задержке на угол α момента отпирания очередных тиристоров относительно точек естественного отпирания $\vartheta_1, \vartheta_2, \vartheta_3$ и т. д. (рис. 6.15, б). Это обуславливается задержкой на угол α моментов подачи отпирющих импульсов на тиристоры (рис. 6.15, в) от системы управления выпрямителем.

При наличии достаточно большой индуктивности в цепи нагрузки задержка вступления в работу очередных тиристоров создает задержку на такой же угол α моментов запирающих тиристоров (рис. 6.15, д). При этом кривые потенциалов $\varphi_{d(+)}$, $\varphi_{d(-)}$ и напряжения u_d приобретают вид, показанный на рис. 6.15, б, з. В кривой выпрямленного напряжения создаются «вырезки», вследствие чего среднее значение напряжения U_d уменьшается. Таким образом, при изменении угла α осуществляется регулирование величины U_d .

Влияние изменения угла α на кривую u_d и среднее значение напряжения U_d показаны на рис. 6.16, а — з. Поскольку в трехфазной мостовой схеме выпрямлению подвергается линейное напряжение, кривая u_d на рис. 6.16, а — з, как и на рис. 6.15, з, состоит из участков линейных напряжений вторичных обмоток трансформатора u_{ab}, u_{bc}, u_{ca} .

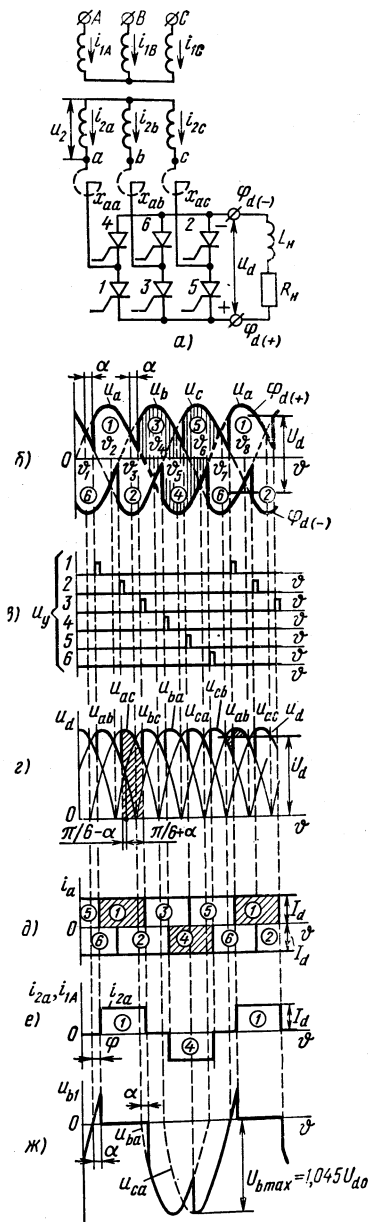


Рис. 6.15. Схема трехфазного мостового управляемого выпрямителя (а) и его временные диаграммы при $L_H \rightarrow \infty$ (б — ж)

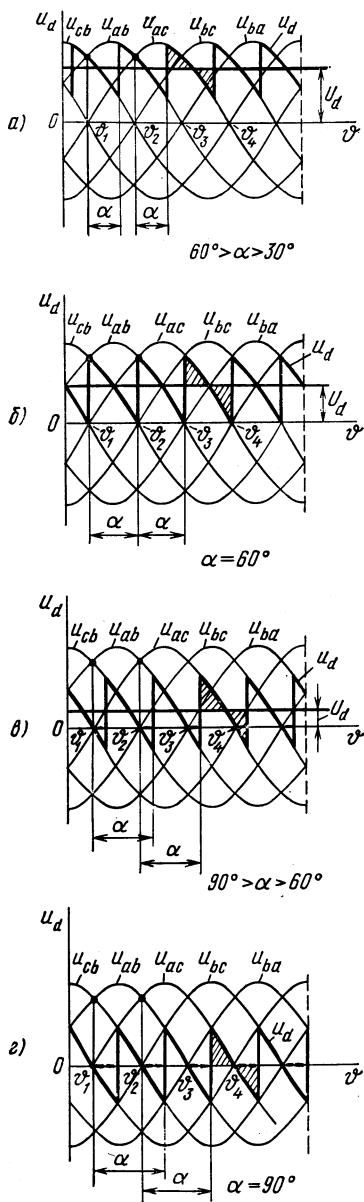


Рис. 6.16. Кривые выходного напряжения трехфазного мостового управляемого выпрямителя при $L_H \rightarrow \infty$ и различных значениях угла управления α

При изменении угла α в диапазоне от 0 до 60° (рис. 6.16, а, б) переход напряжения u_d с одного линейного напряжения на другое осуществляется в пределах положительной полярности участков линейных напряжений. Поэтому форма кривой напряжения u_d и его среднее значение одинаковы как при активной, так и при активно-индуктивной нагрузках.

При $\alpha > 60^\circ$ вид кривой u_d зависит от характера нагрузки (рис. 6.16, в, г). Причина зависимости та же, что и в управляемых выпрямителях однофазного тока (см. § 6.2). В случае активно-индуктивной нагрузки ток i_d продолжает протекать через тиристоры и вторичные обмотки трансформатора после изменения полярности их линейного напряжения (рис. 6.16, в, г), в связи с чем в кривой u_d появляются участки линейных напряжений отрицательной полярности. При $L_n \rightarrow \infty$ эти участки продолжаются до моментов очередного отпирания тиристоров. Равенству площадей участков и условию $U_d = 0$ соответствует угол $\alpha = 90^\circ$ (рис. 6.16, г). Значение этого угла характеризует нижний предел регулирования напряжения U_d при $L_n \rightarrow \infty$. При активной нагрузке участки напряжения отрицательной полярности отсутствуют и в кривой u_d при $\alpha > 60^\circ$ появляются нулевые паузы (штрихи на рис. 6.16, в, г). Напряжению $U_d = 0$ теперь будет отвечать значение угла $\alpha = 120^\circ$.

Зависимость среднего значения выпрямленного напряжения от угла α (регулирующая характеристика) при $L_n \rightarrow \infty$ может быть найдена усреднением кривой u_d на интервале $\pi/3$ (см. рис. 6.15, г):

$$U_d = \frac{1}{\pi/3} \int_{-\pi/6+\alpha}^{\pi/6+\alpha} \sqrt{6} U_2 \sin \vartheta d\vartheta = U_{d0} \cos \alpha, \quad (6.40)$$

т. е. она определяется тем же соотношением, что и в однофазных схемах.

Участок регулировочной характеристики при активной нагрузке ($L_n = 0$) на интервале $120^\circ \geq \alpha \geq 60^\circ$ находят из выражения

$$U_d = \frac{1}{\pi/3} \int_{\pi/3+\alpha}^{\pi} \sqrt{6} U_2 \sin \vartheta d\vartheta = U_{d0} [1 + \cos(60^\circ + \alpha)]. \quad (6.41)$$

Регулировочные характеристики трехфазного мостового выпрямителя, построенные по выражениям (6.40), (6.41), приведены на рис. 6.17.

Кривые анодных токов тиристоров и токов обмоток трансформатора при $L_n \rightarrow \infty$ (см. рис. 6.15, д, ж) отличаются от кривых соответствующих токов неуправляемого выпрямителя (см. рис. 6.13, г—з) наличием отстающего фазового сдвига относительно напряжений ($\varphi = \alpha$).

Кривая напряжения на тиристоре приведена на рис. 6.15, ж. Амплитуда обратного напряжения, как и в неуправляемом выпрямителе, равна $1,045 U_{d0}$. Этой величиной определяется теперь не только об-

ратное напряжение, но и возможное значение амплитуды прямого напряжения на тиристоре при регулировании угла α .

На рис. 6.18, а — д приведены временные диаграммы напряжений и токов управляемого выпрямителя с учетом коммутационных процессов, вызываемых индуктивными сопротивлениями x_{aa} , x_{ab} , x_{ac} (см. рис. 6.15, а). Коммутационные процессы обусловлены переходом тока с тиристора, заканчивающего работу, на тиристор, вступающий в работу (рис. 6.18, в) той же тиристорной группы (анодной или катодной). Каждый такой коммутационный процесс начинается в момент подачи отпирающего импульса на очередной в порядке вступления в работу тиристор (рис. 6.18, а.) Коммутация токов продолжается в течение интервала γ и протекает так же, как и в схеме неуправляемого мостового выпрямителя (см. § 6.4).

Потенциалы выводов нагрузки на этапах коммутации за счет падений напряжения на реактивных сопротивлениях уменьшаются. Как и в неуправляемом выпрямителе, на интервале γ они определяются полу-

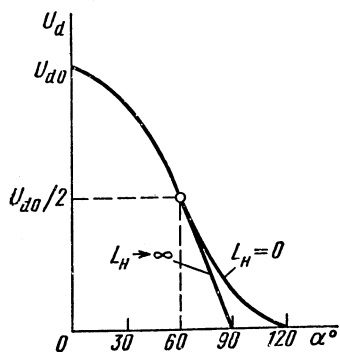


Рис. 6.17. Регулировочные характеристики трехфазного мостового управляемого выпрямителя

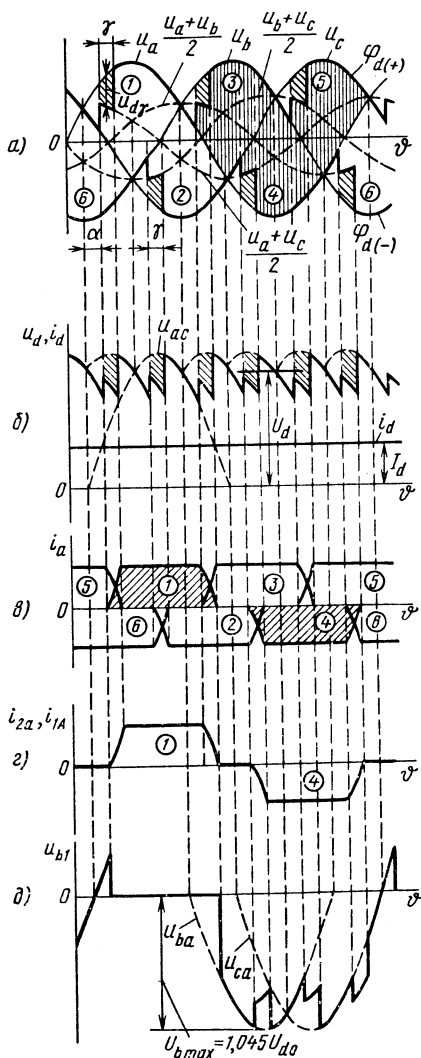


Рис. 6.18. Временные диаграммы напряжений и токов трехфазного мостового управляемого выпрямителя с учетом явления коммутации

суммой напряжений двух фаз с коммутирующими вентилями. Коммутационные падения напряжения сказываются на форме кривой напряжения u_d и уменьшении его среднего значения U_d (рис. 6.18, б):

$$U_d = U_{d0} - \Delta U_{d\gamma}.$$

Расчет среднего значения коммутационных падений напряжения производят так же, как и в неуправляемой схеме. Отличие состоит лишь в том, что напряжение $u_{d\gamma}$ (рис. 6.18, а) к моменту начала коммутации имеет отстающий фазовый сдвиг на угол α относительно точек естественного отпирания клапанов. С учетом сказанного соотношения (6.35)–(6.38) для рассматриваемой схемы принимают такой вид:

$$U_{d\gamma} = \frac{\sqrt{6}}{2} U_2 \sin(\alpha + \vartheta),$$

$$\Delta U_{d\gamma} = \frac{1}{\pi/3} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \frac{\sqrt{6}}{2} U_2 \sin(\alpha + \vartheta) d\vartheta = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_2 [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)],$$

(6.42)

$$i_K = \frac{\sqrt{6} U_2}{2x_a} |\cos \alpha - \cos(\vartheta + \alpha)|,$$

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = \frac{2x_a I_{ct}}{\sqrt{6} U_2}.$$

(6.43)

Подстановкой выражения (6.43) в (6.42) находим $\Delta U_{d\gamma} = \frac{3I_{ct}x_a}{\pi}$ и среднее значение напряжения на нагрузке с учетом явления коммутации:

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha - \frac{3I_{ct}x_a}{\pi}.$$

(6.44)

Соотношение (6.44) является уравнением внешних характеристик трехфазного управляемого выпрямителя. Оно является более общим, чем уравнение (6.39), поскольку последнее отвечает условию $\alpha = 0$. Вид внешних характеристик соответствует рис. 6.10, а.

Индуктивное сопротивление x_a в соотношениях (6.44), а также (6.14) и (6.21), действительных для однофазных схем (соответственно с нулевым выводом и мостовой), определяют по напряжению короткого замыкания U_K трансформатора при номинальном значении первичного тока $I_{ном}$:

$$x_a = \frac{U_K}{I_{ном} n^2},$$

или

$$x_a = \frac{U_K^* \% U_1}{I_{ном} n^2 \cdot 100},$$

(6.45)

где $U_{\kappa}^* \% = \frac{U_{\kappa} 100}{U_1}$ — относительное напряжение короткого замыкания трансформатора, выраженное в процентах.

После подстановки формулы (6.45) в (6.44) и деления левой и правой частей выражения (6.44) на U_{d0} имеем

$$\frac{U_d}{U_{d0}} = \cos \alpha - \frac{3}{\pi} \frac{1}{n^2} \frac{U_1}{U_{d0}} \frac{1}{I_{1\text{ном}}} \frac{U_{\kappa}^* \%}{100} I_d, \quad (6.46)$$

или

$$\frac{U_d}{U_{d0}} = \cos \alpha - \frac{3}{\pi} \frac{1}{n^2} \frac{U_1}{U_{d0}} \frac{I_{d\text{ном}}}{I_{1\text{ном}}} \frac{U_{\kappa}^* \%}{100} \frac{I_d}{I_{d\text{ном}}}. \quad (6.46a)$$

Соотношение (6.46a) можно выразить в относительных параметрах:

$$U_d^* = \cos \alpha - B \frac{U_{\kappa}^* \%}{100} I_d^*, \quad (6.47)$$

где $U_d^* = U_d/U_{d0}$, $I_d^* = I_d/I_{d\text{ном}}$ — соответственно выпрямленные напряжение и ток нагрузки, выраженные в относительных единицах;

$$B = \frac{3}{\pi} \frac{1}{n^2} \frac{U_1}{U_{d0}} \frac{I_{d\text{ном}}}{I_{1\text{ном}}}.$$

Соотношение (6.47) является обобщенным уравнением внешних характеристик выпрямителей. При коэффициенте $B = \frac{1}{\pi} \frac{1}{n^2} \frac{U_1}{U_{d0}} \frac{I_{d\text{ном}}}{I_{1\text{ном}}}$ уравнение (6.47) действительно также для однофазной схемы с нулевым выводом, а при

$$B = \frac{2}{\pi} \frac{1}{n^2} \frac{U_1}{U_{d0}} \frac{I_{d\text{ном}}}{I_{1\text{ном}}} \text{ — и для однофазной мостовой схемы.}$$

По найденным ранее соотношениям между $U_1 = nU_2$ и U_{d0} [см. выражения (5.2), (6.25)], а также между I_d и I_1 [см. выражения (5.17), (5.40), (6.29)] получаем: $B = 0,35$ — для однофазной схемы с нулевым выводом, $B = 0,7$ — для однофазной мостовой схемы и $B = 0,5$ — для трехфазной мостовой схемы выпрямителя. Кривая тока i_1 при расчете коэффициентов B принимается состоящей из импульсов прямоугольной формы (т. е. при $L_{\text{н}} \rightarrow \infty$ и $\gamma = 0$).

Влияние коммутационных процессов на форму кривых первичного и вторичного токов трансформатора, а также на форму кривой напряжения на тиристоре показано на рис. 6.18, з, д. Как и в однофазных схемах, первые гармоники токов приобретают результирующий фазовый сдвиг, равный $\varphi \approx \alpha + \gamma/2$. Процессы коммутации не сказываются на величинах максимально возможных прямого и обратного напряжений на тиристоре, которые остаются равными $1,045U_{d0}$.

§ 6.6. ВЫСШИЕ ГАРМОНИЧЕСКИЕ В КРИВОЙ ВЫПРЯМЛЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ И ПЕРВИЧНОГО ТОКА ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

Кривая выпрямленного напряжения выпрямителя состоит из двух составляющих: постоянной U_d , равной его среднему значению, и переменной, определяемой суммой высших гармонических. Частота каждой гармоники связана с частотой питающей сети f_c соотношением

$$f_v = \nu m f_c, \quad (6.48)$$

где $\nu = 1, 2, 3, \dots$ — номера гармоник; m — эквивалентное число

фаз выпрямления ($m = 2$ для однофазных двухполупериодных выпрямителей — с нулевым выводом и мостового; $m = 3$ для трехфазного выпрямителя с нулевым выводом и $m = 6$ для трехфазного мостового выпрямителя).

На рис. 6.19, а, б приведены кривые выходного напряжения u_d соответственно однофазного и трехфазного мостового управляемых выпрямителей при $L_H \rightarrow \infty$.

Значения амплитуд гармонических $U_{d\sim m}$, отнесенные к среднему значению выпрямленного напряжения неуправляемого выпрямителя, находят из соотношения

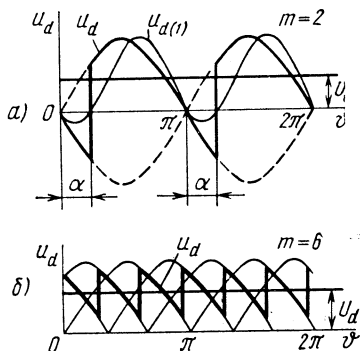


Рис. 6.19. Кривые выходного напряжения однофазного (а) и трехфазного (б) управляемых выпрямителей

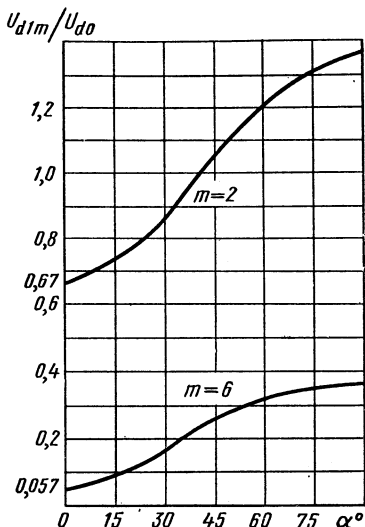


Рис. 6.20. Характер зависимости относительного содержания первой гармоники в выпрямленном напряжении выпрямителей при изменении угла α

$$\frac{U_{d\sim m}}{U_{d0}} = \frac{2}{\sqrt{m^2 - 1}} \cos \alpha \sqrt{1 + \sqrt{m^2} \operatorname{tg}^2 \alpha}. \quad (6.49)$$

Относительные значения амплитуд высших гармонических для неуправляемых выпрямителей получают из выражения (6.49) подстановкой $\alpha = 0$:

$$\frac{U_{d\sim m}}{U_{d0}} = \frac{2}{\sqrt{m^2 - 1}}. \quad (6.50)$$

Выражение (6.50) характеризует коэффициент пульсации выпрямленного напряжения неуправляемых выпрямителей. При $\nu = 1$ приходим к соотношению (5.5), использовавшемуся ранее.

На рис. 6.20 приведены кривые для $m = 2$ и $m = 6$, показывающие изменение относительного содержания первой гармоники в выпрямленном напряжении при изменении угла α . Как видно из кривых, относительное содержание гармонической возрастает с увеличением угла α .

С целью сравнения укажем для однофазного (с нулевым выводом и мостового) и трехфазного мостового выпрямителей значения относительного содержания в напряжении u_d второй и третьей гармоник, определяемые из выражения (6.50). Для однофазных выпрямителей $U_{d2m}/U_{d0} = 0,133$ ($f_{п(2)} = 200$ Гц), $U_{d3m}/U_{d0} = 0,057$ ($f_{п(3)} = 300$ Гц), для трехфазного мостового выпрямителя $U_{d2m}/U_{d0} = 0,014$ ($f_{п(2)} = 600$ Гц), $U_{d3m}/U_{d0} = 0,006$ ($f_{п(3)} = 900$ Гц). Меньшее содержание гармонических и их более высокая частота существенно упрощают при использовании трехфазной мостовой схемы задачу сглаживания напряжения и тока нагрузки.

Вид кривой тока первичной обмотки трансформатора, т. е. тока, потребляемого от питающей сети, зависит от типа выпрямителя и характера нагрузки. Входной ток синусоидальной формы возможен только в однофазных неуправляемых выпрямителях (двухполупериодном с нулевым выводом и мостовом) при чисто активной нагрузке (рис. 6.21, а). Во всех других случаях он отличается от синусоиды.

В выпрямителях средней и большой мощности, как указывалось, в цепи нагрузки обычно имеется большая индуктивность L_H и ток нагрузки достаточно хорошо сглажен. Если считать $L_H \rightarrow \infty$, то, как следует из анализа схем, токи вентиля и вторичных обмоток трансформатора, а также потребляемый выпрямителем ток имеют форму прямоугольных импульсов. Вид кривых тока i , для рассмотренных схем (без учета коммутационных процессов) показан на рис. 6.21, б—е.

В однофазных выпрямителях (с нулевым выводом и мостовом) потребляемый ток состоит из импульсов амплитуды I_d/n длительностью в полпериода (рис. 6.21,

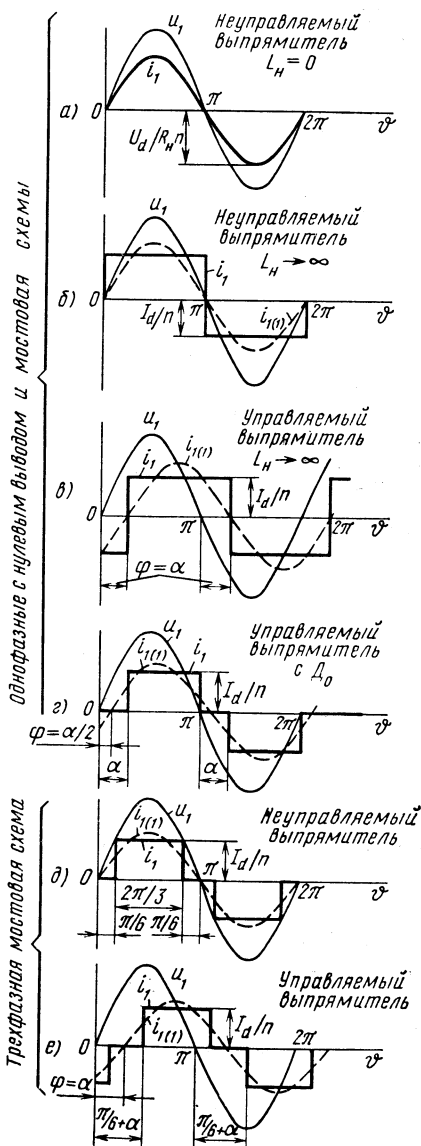


Рис. 6.21. Кривые напряжения и тока питающей сети выпрямителей однофазного и трехфазного токов

б, в). В управляемых выпрямителях ток i_1 и его первая гармоника $i_{1(1)}$ отстают по фазе на угол $\varphi = \alpha$ относительно напряжения питания u_1 (рис. 6.21, в). В однофазном выпрямителе с нулевым выводом (а также в мостовом выпрямителе с неполным числом управляемых вентилей) импульсы тока в кривой i_1 разделены нулевой паузой длительностью α (рис. 6.21, г). Формы кривых токов для трехфазного мостового неуправляемого и управляемого выпрямителей приведены на рис. 6.21, д, е.

Отличие тока i_1 от синусоиды свидетельствует о том, что выпрямитель для питающей сети переменного тока является генератором некоторого спектра высших гармонических. Последнее отражает отрицательное воздействие выпрямителя на сеть переменного тока.

Протекание высших гармонических тока по обмоткам генераторов, питающих сеть, вызывает в них дополнительные потери мощности и нагрев. Дополнительные потери создаются в передающей линии и промежуточных трансформаторах. Падение напряжения от высших гармонических на внутренних сопротивлениях питающей сети, в частности на ее индуктивностях, вызывает искажение формы кривой напряжения питания, что оказывает вредное влияние на работу других потребителей. Искажения формы кривой напряжения особенно ощутимы, когда выпрямительная установка питается от сети, мощность которой соизмерима с мощностью, потребляемой выпрямителем.

Разложение в ряд Фурье кривой первичного тока однофазных выпрямителей (рис. 6.21, б, в) дает

$$i_1(\vartheta) = \frac{4I_d}{\pi n} \left(\sin \vartheta + \frac{1}{3} \sin 3\vartheta + \frac{1}{5} \sin 5\vartheta + \dots + \frac{1}{v} \sin(v\vartheta) \right). \quad (6.51)$$

В соответствии с выражением (6.51) в токе i_1 помимо основной присутствуют также 3-я, 5-я, 7-я гармоники и т. д. Амплитуды гармонических обратно пропорциональны номеру гармоники:

$$I_{1vm} = \frac{4I_d}{\pi n} \frac{1}{v}. \quad (6.52)$$

Амплитуда высшей гармонической по отношению к амплитуде первой гармоники составляет

$$I_{1vm}^* = I_{1vm} / I_{1(1)m} = 1/v. \quad (6.53)$$

Процентный состав гармонических в кривой тока i_1 по отношению к амплитуде основной гармоники, принимаемой за 100%, следующий: 3-я гармоника — 33%, 5-я гармоника — 20%, 7-я гармоника — 14,3%, 9-я гармоника — 11,1%, 11-я гармоника — 9,1%, и т. д.

Кривая i_1 (рис. 6.21, г) определяется рядом Фурье вида

$$i_1(\vartheta) = \frac{4I_d}{\pi n} \left(\cos \frac{\theta}{2} \sin \vartheta + \frac{1}{3} \cos 3 \frac{\theta}{2} \sin 3\vartheta + \right. \\ \left. + \frac{1}{5} \cos 5 \frac{\theta}{2} \sin 5\vartheta + \dots \right), \quad (6.54)$$

где в данном случае $\theta = \alpha$.

В кривой первичного тока содержатся аналогичные гармонические. Их амплитуда зависит от угла управления α :

$$I_{1vm} = \frac{4I_d}{\pi n \nu} \cos \nu \frac{\alpha}{2}, \quad (6.55)$$

$$I_{1vm}^* = \frac{1}{\nu} \cos \nu \frac{\alpha}{2}. \quad (6.56)$$

Процентный состав высших гармонических при $\alpha = 0$ такой же, как и для кривых рис. 6.21, б, в, но при регулировании ($\alpha = \text{var}$) он изменяется из-за наличия тригонометрической функции [косинуса в формуле (6.56)].

Гармонический состав в кривой первичного тока трехфазного мостового выпрямителя (рис. 6.21, д, е) находят из ряда (6.54) подстановкой $\theta = \pi/3$:

$$i_1(\theta) = \frac{2\sqrt{3} I_d}{\pi n} \left(\sin \theta - \frac{1}{5} \sin 5\theta - \frac{1}{7} \sin 7\theta + \right. \\ \left. + \frac{1}{11} \sin 11\theta + \dots \right). \quad (6.57)$$

В соответствии с выражением (6.57) в кривой тока i_1 отсутствуют 3-я гармоника и гармоники, кратные ей, что выгодно отличает трехфазный мостовой выпрямитель от однофазных. Благодаря отсутствию 3-й гармоники, в частности, существенно упрощается задача фильтрации гармонических в кривой тока сети. Состав гармонических здесь тот же, что и в однофазных схемах (5-я гармоника — 20%, 7-я гармоника — 14,3%, 11-я гармоника — 9,1%, и т. д.), и подчиняется зависимости (6.53), являющейся универсальной для выпрямителей.

Анализ кривых тока i_1 и напряжения u_d проведен без учета влияния на них процессов коммутации вентилей выпрямителя. Известное воздействие коммутационных процессов на форму этих кривых приводит к некоторому отличию значений амплитуд гармонических по сравнению с приведенными. Однако в номинальных режимах работы выпрямителей поправка относительно невелика и при расчетах ее можно не учитывать.

Для исключения влияния высших гармонических на питающую сеть применяют так называемые сетевые фильтры. Сетевой фильтр обычно представляет собой цепь из последовательно соединенных конденсатора и индуктивной катушки, настроенной в резонанс на частоту соответствующей гармонической тока и подключенной параллельно шинам питающей сети вблизи выпрямительной установки. На частоте гармонической тока такая цепь обладает малым сопротивлением и оказывает для гармонической шунтирующее действие, не пропуская ее в питающую сеть.

На частоте питающей сети, более низкой, чем резонансная частота, сопротивление цепи из последовательно включенных конденсатора и индуктивной катушки имеет емкостный характер, что сказывается также на увеличении коэффициента мощности выпрямительной установки.

При работе устройства от сети переменного тока важно знать характер потребляемой им мощности. Наиболее благоприятным режимом является потребление только активной мощности. Это означает, что при синусоидальном напряжении сети потребляемый ток i_1 также синусоидален и не имеет фазового сдвига относительно питающего напряжения. Однако такой режим не характерен для выпрямителей средней и большой мощности: потребляемый ими ток, как было показано, несинусоидален, а его первая гармоника сдвинута относительно синусоиды переменного напряжения сети. Наличие фазового сдвига свидетельствует о том, что *выпрямитель потребляет от сети помимо активной мощности, равной $U_d I_d$, также реактивную мощность*. Потребление реактивной мощности и наличие в кривой тока высших гармонических приводят к увеличению действующего значения тока сети и росту потерь при передаче энергии к выпрямительной установке.

Указанное явление характеризуется коэффициентом мощности выпрямителя

$$\lambda = P_1 / S_1, \quad (6.58)$$

где P_1 — активная мощность, потребляемая выпрямителем:

$$P_1 = U_1 I_{1(1)} \cos \varphi; \quad (6.59)$$

S_1 — полная мощность, потребляемая от сети переменного тока и равная произведению действующих значений напряжения U_1 и тока I_1 , т. е. $S_1 = U_1 I_1$.

С учетом гармонических тока $I_1 = \sqrt{I_{1(1)}^2 + I_{1(3)}^2 + \dots + I_{1(n)}^2}$

$$S_1 = U_1 \sqrt{I_{1(1)}^2 + I_{1(3)}^2 + \dots + I_{1(n)}^2}. \quad (6.60)$$

Без учета потерь энергии в выпрямителе активная мощность равна мощности, отдаваемой в нагрузку, т. е. $P_1 = U_d I_d$.

Подстановка выражений (6.59), (6.60) в (6.58) дает

$$\lambda = \frac{I_{1(1)} \cos \varphi}{\sqrt{I_{1(1)}^2 + I_{1(3)}^2 + \dots + I_{1(n)}^2}} = k \cos \varphi, \quad (6.61)$$

где k — коэффициент искажения формы кривой потребляемого тока; $\cos \varphi$ — коэффициент сдвига первой гармоники тока.

Как известно из § 6.2—6.5, угол сдвига φ первой гармоники потребляемого тока относительно напряжения питания зависит от угла управления α и угла коммутации γ и при $L_n \rightarrow \infty$

$$\varphi \approx \alpha + \gamma/2. \quad (6.62)$$

Иными словами, для всех схем выпрямителей (кроме выпрямителя с нулевым диодом и мостовых несимметричных выпрямителей) коэффициент сдвига

$$\cos \varphi = \cos (\alpha + \gamma / 2) . \quad (6.63)$$

Соотношение (6.63) использовано для построения семейства кривых на рис. 6.22, характеризующих зависимость коэффициента сдвига от угла управления α и угла коммутации γ . Согласно кривым, коэффициент сдвига уменьшается с ростом углов α и γ . При $\alpha = 0$ значения $\cos \varphi$ соответствуют неуправляемым выпрямителям.

Коэффициент искажения k в формуле (6.61) зависит от схемы выпрямителя и характера нагрузки, поскольку, как показано в § 6.6, от этих факторов зависят амплитуды, а также действующие значения гармонических в кривой тока i_1 .

Как указывалось в § 6.6, процессы коммутации слабо сказываются на величине амплитуды гармонических тока i_1 . Поэтому для подсчета коэффициента k однофазных выпрямителей (с нулевым выводом и мостового) при $L_n \rightarrow \infty$ можно воспользоваться кривой i_1 , приведенной на рис. 6.21, б или в. Действующее значение первой гармоники тока согласно выражению

$$(6.51) \text{ равно } \frac{4I_d}{\pi n \sqrt{2}}, \text{ а действующее значение}$$

самой кривой, характеризующее знаменатель выражения (6.61), составляет I_d/n , в связи с чем для однофазных выпрямителей (с нулевым выводом и мостового) имеем:

$$k = 2 \sqrt{2} / \pi = 0,9, \quad (6.64)$$

$$\lambda = \frac{2 \sqrt{2}}{\pi} \cos (\alpha + \gamma / 2) = 0,9 \cos (\alpha + \gamma / 2). \quad (6.65)$$

С учетом масштабного коэффициента 0,9 кривые, приведенные на рис. 6.22, характеризуют коэффициент мощности λ однофазных выпрямителей.

Аналогично, для трехфазной мостовой схемы без учета явления коммутации коэффициент k можно подсчитать с помощью кривой i_1 , приведенной на рис. 6.21, д или е. Действующее значение первой гармоники тока находят по формуле (6.57): $I_{1(1)} = \frac{2 \sqrt{3} I_d}{\pi n \sqrt{2}}$, а действующее значение полного тока — по соотношению (6.28):

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} I_d^2 / n^2 d\vartheta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{I_d}{n}. \quad (6.66)$$

Коэффициент искажения k и коэффициент мощности для трехфазного мостового выпрямителя составляют:

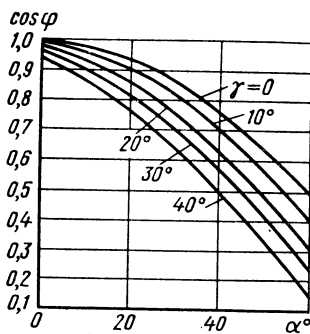


Рис. 6.22. Кривые зависимости коэффициента сдвига от угла управления α и угла коммутации γ управляемых выпрямителей

$$k = 3/\pi = 0,955, \quad (6.67)$$

$$\lambda = (3/\pi) \cos(\alpha + \gamma/2) = 0,955 \cos(\alpha + \gamma/2). \quad (6.68)$$

С учетом коэффициента 0,955 кривые рис. 6.22 определяют коэффициент мощности трехфазного мостового выпрямителя. При одинаковых параметрах нагрузки и том же угле управления α его коэффициент мощности на 5,5% выше, чем у однофазных выпрямителей.

Регулирование управляемых выпрямителей с целью уменьшения напряжения U_d (возрастание угла α) приводит к снижению их коэффициента мощности, что сказывается на загрузке питающей сети реактивным током индуктивного характера. Для улучшения качества потребляемой энергии от сети при использовании управляемых выпрямителей средней и большой мощности принимают меры по компенсации их отрицательного воздействия на питающую сеть. Для этого к сети, питающей управляемый выпрямитель, подключают генераторы реактивной мощности, например синхронные компенсаторы или конденсаторы. С этой точки зрения применение сетевых фильтров, предназначенных для исключения из питающей сети высших гармонических токов, благоприятно сказывается и на повышении результирующего коэффициента мощности выпрямительной установки.

Важным направлением в повышении результирующего коэффициента мощности питающей сети является применение компенсационных преобразователей, в частности выпрямителей с искусственной коммутацией тока. В таких выпрямителях коммутацию токов вентилей осуществляют не с отставанием, а с опережением относительно точек их естественного отпирания, в связи с чем потребляемый ток здесь имеет не отстающий, а опережающий характер.

Коэффициент полезного действия (к. п. д.) выпрямителя характеризуется отношением активной мощности, отдаваемой в нагрузку, к полной активной мощности, потребляемой выпрямительной установкой от питающей сети. При идеальном сглаживании выпрямленного тока к. п. д. выпрямителя определяют из соотношения

$$\eta = P_d / (P_d + \Sigma \Delta P), \quad (6.69)$$

где $\Sigma \Delta P$ — суммарная мощность потерь выпрямителя.

Активная мощность потерь складывается из следующих составляющих: потерь в вентильях ΔP_v , силовом трансформаторе $\Delta P_{тр}$, сглаживающем дросселе $\Delta P_{др}$, делителях напряжения и тока (если такие применяются), а также во вспомогательных устройствах (системах управления, сигнализации, охлаждения). Общий расход мощности на вспомогательные нужды выпрямителя обычно составляет 0,5—3% от P_d .

Потери в вентильях ΔP_v складываются из потерь при их переключении и потерь от протекания прямого тока. При работе на частоте 50 Гц потери при переключении можно не учитывать. В результате можно записать

$$\Delta P_v = m_v \Delta U_a I_a.$$

Здесь m_B — количество вентиля в схеме выпрямителя; ΔU_a и I_a — соответственно падение напряжения и средний ток вентиля.

Потери в силовом трансформаторе

$$\Delta P_{\text{тр}} = \Delta P_c + \Delta P_m,$$

где ΔP_c — потери в стали трансформатора; ΔP_m — потери в меди трансформатора.

Потери мощности в сглаживающем дросселе определяются главным образом активным сопротивлением его обмотки:

$$\Delta P_d = I_d^2 R_d. \quad (6.70)$$

Коэффициент полезного действия выпрямительной установки часто представляют в виде произведения к. п. д. трансформатора $\eta_{\text{тр}}$ и к. п. д. выпрямительной части схемы $\eta_{\text{в.с.}}$. Второй множитель без учета потерь во вспомогательных устройствах и $\Delta P_{\text{др}}$ примерно равен к. п. д. используемых вентилях:

$$\eta_{\text{в.с.}} = \eta_B = U_a / (U_a + \Delta U_a). \quad (6.71)$$

Величина ΔU_a диодов и тиристоров с изменением режима работы изменяется незначительно и в зависимости от их типа составляет: 0,3—0,6 В для германиевых диодов, 0,8—1,2 В для кремниевых диодов и 0,6—1,5 В для тиристоров. Поэтому к. п. д. вентилях с повышением напряжения U_a возрастает, приближаясь к значению, близкому к единице, и оказывает относительно меньшее влияние на общий к. п. д. выпрямительной установки, чем, в частности, к. п. д. трансформатора $\eta_{\text{тр}}$.

§ 6.8. ИНВЕРТОРЫ, ВЕДОМЫЕ СЕТЬЮ

Переход от режима выпрямления к режиму инвертирования

Инвертированием называют процесс преобразования энергии постоянного тока в энергию переменного тока. Инверторы, ведомые сетью, осуществляют такое преобразование с передачей энергии в сеть переменного тока, т. е. решают задачу, обратную выпрямлению.

Ведомые инверторы выполняют по тем же схемам, что и управляемые выпрямители. На рис. 6.23 приведена двухполупериодная схема однофазного ведомого инвертора с нулевым выводом трансформатора. В качестве источника инвертируемой энергии принята машина постоянного тока M , работающая в режиме генератора. Индуктивность L_d осуществляет

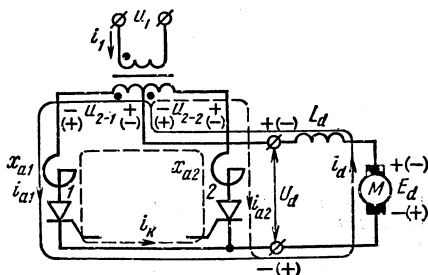


Рис. 6.23. Схема однофазного ведомого инвертора с нулевым выводом

сглаживание входного тока инвертора, а реактивные сопротивления x_{a1} и x_{a2} учитывают индуктивности рассеяния обмоток трансформатора и индуктивности питающей сети.

Прежде чем перейти к рассмотрению электромагнитных процессов и характеристик ведомого инвертора, укажем основные положения, отличающие режим инвертирования от режима выпрямления.

При выпрямлении источником энергии (генератором) является сеть переменного тока. Поэтому при $\alpha = 0$ кривая тока i_1 , потребляемого от сети, совпадает по фазе с напряжением питания u_1 . При $L_d = \infty$ и $x_{a1} = x_{a2} = 0$ форма тока i_1 близка к прямоугольной (рис. 6.24, а). Тиристор 1 открыт при положительной полярности напряжения u_{2-1} , а тиристор 2 — при положительной полярности напряжения u_{2-2} (рис. 6.24, б). Машина постоянного тока в схеме рис. 6.23 работает в режиме двигателя с потреблением энергии от сети. К машине приложено напряжение U_d с полярностью, указанной на рис. 6.23 в скобках.

При работе схемы в режиме инвертирования машина постоянного тока является генератором электрической энергии, а сеть переменного тока — ее потребителем. В условиях сохранения в схеме тех же направлений токов i_{a1} , i_{a2} и i_d (что определяется наличием тиристов) генераторному режиму работы машины будет отвечать полярность напряжения E_d , указанная на рис. 6.23 без скобок. Изменение

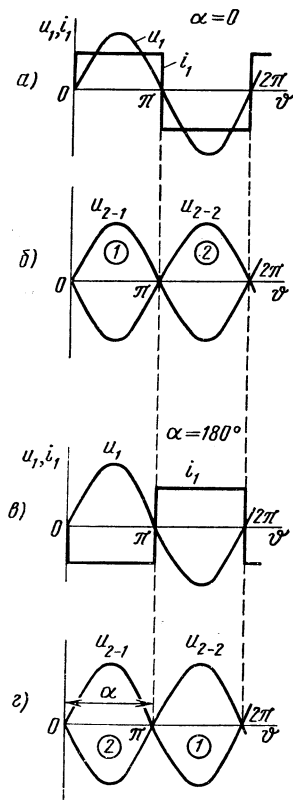


Рис. 6.24. Кривые напряжения и тока питающей сети, а также последовательность работы тиристов в управляемом выпрямителе (а, б) и в ведомом инверторе (в, г)

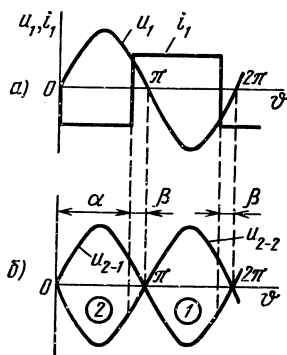


Рис. 6.25. Кривые напряжения и тока питающей сети (а), а также последовательность работы тиристов ведомого инвертора с учетом угла опережения β (б)

полярности подключения машины к цепи постоянного тока является одним из условий перевода данной схемы в режим инвертирования.

Показателем потребления энергии сетью служит фазовый сдвиг на 180° тока i_1 относительно напряжения u_1 (рис. 6.24, в). Это означает, что тиристоры схемы в режиме инвертирования должны находиться в открытом состоянии при отрицательной полярности напряжений вторичных обмоток трансформатора: тиристор 2 — при отрицательной полярности напряжения u_{2-2} , а тиристор 1 — при отрицательной полярности напряжения u_{2-1} (рис. 6.24, г). При таком режиме отпирания тиристоров осуществляется поочередное подключение вторичных обмоток трансформатора через дроссель L_d к источнику постоянного тока (см. рис. 6.23), благодаря чему достигается, во-первых, преобразование постоянного тока i_d в переменный ток i_1 (рис. 6.24, в) и, во-вторых, передача энергии в сеть.

Указанному режиму отпирания тиристоров при инвертировании соответствует на рис. 6.24, г значение угла управления $\alpha = \pi$, отсчитываемого в направлении запаздывания относительно точек естественного отпирания вентилей (0, π , 2π и т. д.).

Запирание ранее проводившего тиристора при отпирании очередного тиристора в ведомом инверторе осуществляется под действием обратного напряжения, создаваемого напряжением сети со стороны вторичных обмоток трансформатора (чем главным образом и обуславливается название инвертора — «ведомый» или «ведомый сетью»). Очевидно, к ранее проводившему тиристор при отпирании очередного тиристора будет приложено обратное напряжение (равное сумме напряжений двух вторичных обмоток) только в том случае, если очередной тиристор отпирается в момент, когда на подключенной к нему обмотке действует напряжение положительной полярности. Иными словами, реальное значение угла α при работе инвертора, исходя из условия запирания тиристоров, должно быть меньше π на некоторый угол β (рис. 6.25, б), т. е. $\alpha = \pi - \beta$. Если же очередной тиристор отпирать при $\alpha = \pi$, то условие для запирания ранее проводившего тиристора не будет выполнено, этот тиристор останется в открытом состоянии, создав короткое замыкание цепи с последовательно включенными вторичной обмоткой трансформатора и источником постоянного тока. Такое явление называют срывом инвертирования или опрокидыванием инвертора.

Угол β , отсчитываемый влево от точек естественного отпирания π , 2π , ..., называют углом опережения отпирания вентилей (тиристоров). С углом задержки отпирания α он связан соотношением

$$\beta = \pi - \alpha \quad (6.72)$$

или

$$\alpha + \beta = \pi. \quad (6.72a)$$

Таким образом, для перевода схемы из режима выпрямления в режим инвертирования необходимо: 1) подключить источник постоянного тока с полярностью, обратной режиму выпрямления; 2) обеспе-

чить протекание тока через тиристоры преимущественно при отрицательной полярности вторичных напряжений, проводя их отпирание с углом опережения β . Указанные положения использованы при построении временных диаграмм на рис. 6.26, иллюстрирующих процессы, протекающие в схеме однофазного ведомого инвертора (см. рис. 6.23).

Следует отметить, что рассмотренный способ перевода выпрямителя в режим инвертирования не является единственно возможным. Для него характерны сохранение прежнего направления тока i_d и изменение полярности постоянного напряжения U_d . Если же представить себе, что к зажимам источника постоянного тока подключен второй преобразовательный агрегат (трансформатор и группа тиристоров), аналогичный первому, но с обратным направлением включения тиристоров, то в такой системе можно перейти к режиму инвертирования при изменении направления тока i_d в генераторе и с прежней полярностью напряжения U_d . При этом, когда первый агрегат работает в качестве выпрямителя, а машина — в качестве двигателя, второй агрегат может быть закрыт. При переводе машины в режим генератора второй преобразовательный агрегат начинает работать как инвертор с соответствующим углом β , а первый агрегат запирается. Оба указанных способа перевода из режима выпрямления в режим инвертирования и обратно используют в реверсивных преобразователях (см. § 6.9).

Работа однофазного ведомого инвертора с выводом нулевой точки трансформатора

На рис. 6.26, *а* приведены кривые вторичных напряжений трансформатора инвертора, а на рис. 6.26, *б, в* — сигналы управления тиристорами. Индуктивность сглаживающего дросселя $L_d \rightarrow \infty$, в связи с чем ток i_d в цепи генератора (входной ток инвертора) считаем идеально сглаженным (рис. 6.26, *г*).

На интервале $0 - \alpha$ (рис. 6.26, *а*) проводит вентиль 2. Его анодный ток i_{a2} (рис. 6.26, *д*), равный току i_d , протекает под действием э. д. с. E_d источника постоянного тока через вторичную обмотку трансформатора навстречу напряжению u_{2-2} , полярность которого указана на рис. 6.23 в скобках. Полуволна напряжения u_{2-2} отрицательной полярности определяет на этом интервале напряжение u_d инвертора (рис. 6.26, *а*).

По окончании интервала α , т. е. с опережением на угол β относительно точки π , подачей управляющего импульса отпирается тиристор 1. Ввиду наличия реактивных сопротивлений x_{a1} и x_{a2} в анодных цепях тиристоров наступает коммутационный процесс перехода тока i_d с тиристора 2 на тиристор 1, длительность которого определяется углом γ . Как и в выпрямителе, этот процесс протекает под действием тока i_k в контуре с обоими проводящими тиристорами и характеризуется величиной $u_d = 0$ (рис. 6.26, *а*). По окончании коммутации $i_{a2} = 0$, а $i_{a1} = i_d$.

На интервале от $\pi - \theta$ ($\theta = \beta - \gamma$ — угол, в течение которого к тиристор 2 прикладывается обратное напряжение, необходимое для восстановления его запирающих свойств) до $2\pi - \beta$ генератор обеспечивает протекание тока через другую вторичную обмотку трансформатора и тиристор 1. Участок напряжения u_{2-1} определяет кривую u_d инвертора на этом интервале. В последующем процессы, протекающие в схеме, связаны с чередованием коммутационных интервалов, когда ток проводят два тиристора, и интервалов одиночной работы тиристоров. В связи с тем что используются участки синусоид u_{2-1} , u_{2-2} , соответствующие преимущественно отрицательным полуволнам, среднее значение напряжения инвертора U_d имеет полярность, противоположную режиму выпрямления (рис. 6.26, а).

Кривая напряжения на тиристоре (рис. 6.26, е) определяется суммой напряжений вторичных обмоток трансформатора. Максимальное прямое напряжение равно $2\sqrt{2}U_2$, а обратное — $2\sqrt{2}U_2 \sin \theta$. Длительность действия обратного напряжения на тиристоре, определяемая углом θ или соответствующим ему временем $t_{п.н} = \frac{\theta}{360^\circ \cdot f_c}$,

не должна быть меньше величины $\theta_{\min} = 360^\circ f_c t_{\text{в}}$, необходимой для восстановления запирающих свойств тиристора ($t_{\text{в}}$ — время выключения тиристора, $t_{п.н}$ — время, предоставляемое тиристор для выключения, т. е. для восстановления его запирающих свойств).

Кривые напряжения сети u_1 и отдаваемого в сеть тока i_1 приведены на рис. 6.26, ж. Амплитуда тока равна I_d/n , где $n = \omega_1/\omega_2$ — коэффициент трансформации трансформатора. На этапах коммутации ток i_1 определяется разностью токов вступающего в работу и завершающего работу тиристоров.

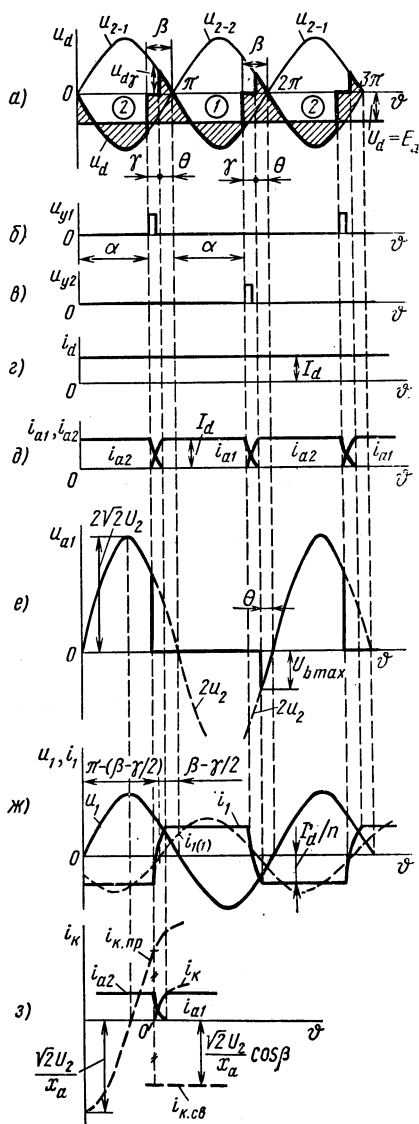


Рис. 6.26. Временные диаграммы, иллюстрирующие работу схемы ведомого инвертора, изображенной на рис. 6.23

Для выявления основных закономерностей в ведомом инверторе рассмотрим более детально процесс коммутации в схеме, связанный, например, с переходом тока i_d с тиристора 2 на тиристор 1.

Ток короткозамкнутого контура i_k (см. рис. 6.23), от которого зависят характер изменения анодных токов тиристоров и длительность коммутационного интервала, определяется, как и в управляемом выпрямителе (см. § 6.3), суммой свободной и принужденной составляющих (рис. 6.26, з).

Приняв, как и для управляемого выпрямителя, за нуль отсчета времени ($\vartheta = \omega t$) начало коммутации, приходим к тому, что соотношения (6.7), (6.11), (6.12) будут действительны и для инвертора. Подстановкой в них $\alpha = \pi - \beta$ находим:

$$i_{k.пр} = \frac{\sqrt{2} U_2}{x_a} \cos(\vartheta - \beta), \quad (6.73)$$

$$i_{k.св} = - \frac{\sqrt{2} U_2}{x_a} \cos \beta, \quad (6.74)$$

$$i_k = \frac{\sqrt{2} U_2}{x_a} [\cos(\vartheta - \beta) - \cos \beta]. \quad (6.75)$$

Ток i_k (рис. 6.26, з) на этапе коммутации определяет ток i_{a1} , а разность ($I_d - i_k$) — ток i_{a2} (рис. 6.26, д). В управляемом выпрямителе вид кривой тока i_k определяется током $i_{k.пр}$ на отрицательном участке (рис. 6.9, д), а в ведомом инверторе — на положительном участке (рис. 6.26, з). Указанное приводит к некоторому различию изменения во времени токов i_{a1} и i_{a2} на интервале коммутации для этих преобразователей (см. рис. 6.9, г и 6.26, д).

Коммутация токов заканчивается в момент времени $\vartheta = \gamma$ при достижении равенства $i_{a1} = i_k = I_d$, в связи с чем из выражения (6.75) получаем

$$I_d = \frac{\sqrt{2} U_2}{x_a} [\cos(\beta - \gamma) - \cos \beta]. \quad (6.76)$$

Соотношение (6.76) отражает связь между инвертируемым током I_d , вторичным напряжением U_2 , а также углами β и γ . При неизменных угле опережения β и напряжении U_2 увеличение инвертируемого тока приводит к уменьшению разности $\beta - \gamma = \theta$ за счет роста угла коммутации, т. е. уменьшению времени действия обратного напряжения на запираемом тиристоре. Таким образом, критерием выбора угла β является обеспечение при максимально допустимом токе $I_{d\max}$ необходимого угла θ_{\min} , требуемого для восстановления запирающих свойств тиристоров, с целью исключения срыва инвертирования. Для тока $I_{d\max}$ выражение (6.76) принимает вид

$$I_{d\max} = \frac{\sqrt{2} U_2}{x_a} (\cos \theta_{\min} - \cos \beta), \quad (6.77)$$

откуда

$$\beta = \arccos \left(\cos \theta_{\min} - \frac{I_{d \max} x_a}{\sqrt{2} U_2} \right). \quad (6.78)$$

Если пренебречь активными сопротивлениями в цепи источника питания (генераторе и дросселе L_d), то э. д. с. генератора будет полностью уравниваться средним значением напряжения U_d , т. е. $U_d = E_d$. Среднее значение напряжения U_d имеет отрицательную полярность по сравнению с режимом выпрямления, причем коммутационное падение напряжения $u_{d\gamma}$ (рис. 6.26, а) здесь проявляется в увеличении абсолютной величины напряжения U_d .

Если принять $\gamma = 0$, то в соответствии с рис. 6.26, а для модуля напряжения U_d будет справедливо соотношение

$$U_d = \left| \frac{1}{\pi} \int_{\pi-\beta}^{2\pi-\beta} \sqrt{2} U_2 \sin \vartheta d\vartheta \right|.$$

Отсюда

$$U_d = \frac{2 \sqrt{2} U_2}{\pi} \cos \beta, \quad (6.79)$$

или

$$U_d = U_{d0} \cos \beta, \quad (6.80)$$

где $U_{d0} = \frac{2 \sqrt{2} U_2}{\pi} = 0,9 U_2$.

Из сравнения выражений (6.80) и (6.2) следует, что с учетом замены угла α на угол β напряжение U_d инвертора при $\gamma = 0$ описывается тем же соотношением, что и напряжение U_d выпрямителя. На рис. 6.27, а показана обобщенная регулировочная характеристика преобразователя, ведомого сетью, в соответствии с которой при изменении угла α от 0 до $\pi/2$ преобразователь работает в режиме управляемого выпрямителя, а при изменении угла α от $\pi/2$ до $\pi - \beta_{\min}$ (т. е. при изменении угла β от $\pi/2$ до β_{\min}) — в режиме ведомого инвертора.

Усредненное за полупериод значение коммутационного падения напряжения $\Delta U_{d\gamma}$ также находим из кривых рис. 6.26, а:

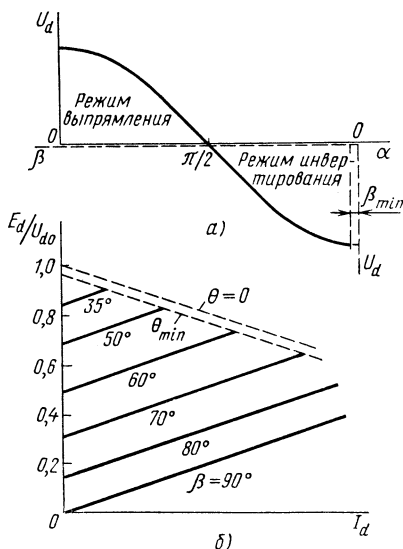


Рис. 6.27. Обобщенная регулировочная характеристика управляемого преобразователя, ведомого сетью (а); вид входных характеристик ведомых инверторов (б)

$$\Delta U_{d\gamma} = \frac{1}{\pi} \int_{\pi-\beta}^{\pi-(\beta-\gamma)} \sqrt{2} U_2 \sin \vartheta d\vartheta,$$

откуда

$$\Delta U_{d\gamma} = \frac{\sqrt{2} U_2}{\pi} [\cos(\beta - \gamma) - \cos \beta], \quad (6.81)$$

или

$$\Delta U_{d\gamma} = U_{d0} \frac{\cos(\beta - \gamma) - \cos \beta}{2}. \quad (6.82)$$

С учетом коммутационных падений напряжения среднее значение напряжения инвертора

$$U_d = U_{d0} \cos \beta + \Delta U_{d\gamma}. \quad (6.83)$$

Подстановка выражения (6.82) в (6.83) дает

$$U_d = U_{d0} \frac{\cos(\beta - \gamma) + \cos \beta}{2}. \quad (6.84)$$

Соотношение (6.84) определяет против-э. д. с. инвертора, направленную встречно и равную напряжению источника E_d . Равенство $U_d = E_d$ во всех режимах работы инвертора обуславливается тем, что угол γ является функцией входного тока инвертора I_d . В частности, повышение E_d вызывает рост тока I_d (увеличение мощности, отдаваемой источником в сеть), что увеличивает угол γ и повышает напряжение U_d до значения E_d . Предел повышения E_d в инверторе ограничивается уменьшением разности $\beta - \gamma$ до минимально допустимой величины ϑ_{\min} , т. е.

$$E_{d \max} = U_{d \max} = U_{d0} \frac{\cos \vartheta_{\min} + \cos \beta}{2}. \quad (6.85)$$

Зависимость напряжения E_d , питающего инвертор, от тока I_d называют входной характеристикой инвертора. Уравнение характеристики находят путем определения $\Delta U_{d\gamma}$ из выражения (6.81) с учетом (6.76):

$$\Delta U_{d\gamma} = \frac{I_d x_a}{\pi}, \quad (6.86)$$

и подстановкой последнего в формулу (6.83):

$$E_d = U_d = U_{d0} \cos \beta + \frac{I_d x_a}{\pi}. \quad (6.87)$$

Уравнение входной характеристики инвертора отличается от уравнения внешней характеристики управляемого выпрямителя параметром β под знаком косинуса и знаком «+» перед членом, учитывающим коммутационное падение напряжения. Коммутационное падение напряжения приводит к тому, что увеличение тока I_d обуслов-

ливает повышение напряжений E_d и U_d . В выпрямителях связь между I_d и U_d обратная.

Графически входные характеристики инвертора изображаются семейством параллельных прямых (при $L_d \rightarrow \infty$) с фиксированными значениями угла β (рис. 6.27, б). Повышение тока I_d , как известно, сопровождается увеличением угла коммутации γ . По этой причине перемещение рабочей точки инвертора вправо по каждой из характеристик вызывает уменьшение угла θ , представляемого тиристорам для восстановления запирающих свойств. При достижении некоторого значения тока $I_{d\max}$ угол θ становится равным минимально допустимому значению θ_{\min} . При дальнейшем увеличении тока I_d необходимое условие для восстановления запирающих свойств тиристоров не выполняется, что приводит к срыву инвертирования. Очевидно, с уменьшением угла β предел повышения тока I_d наступает при меньшем его значении. Предельные значения тока I_d находят из точек пересечения входных характеристик с так называемой ограничительной характеристикой инвертора, показанной на рис. 6.27, б пунктиром.

Для определения уравнения ограничительной характеристики выразим $\cos \beta$ из соотношения (6.77):

$$\cos \beta = \cos \theta_{\min} - \frac{I_{d\max} x_a}{\sqrt{2} U_d} \quad (6.88)$$

и подставим его в (6.87). После упрощения находим

$$E_{d\max} = U_{d\max} = U_{d0} \cos \theta_{\min} - \frac{I_{d\max} x_a}{\pi}. \quad (6.89)$$

Графически ограничительная характеристика изображается прямой, имеющей наклон, обратный наклону входных характеристик инвертора. Для сравнения на рис. 6.27, б приведена также прямая с параметром $\theta = 0$.

Полученные соотношения используют при расчете схемы инвертора. Заданными обычно являются максимальное инвертируемое напряжение $E_{d\max}$ и ток $I_{d\max}$. По времени t_b используемых тиристоров определяют угол θ_{\min} и $\cos \theta_{\min}$. Задавшись значением угла β , из выражения (6.85) находят параметр U_{d0} и вторичное напряжение силового трансформатора $U_2 = U_{d0}/0,9$. По известному значению напряжения приемной сети U_1 определяют коэффициент трансформации трансформатора $n = U_1/U_2$, а из выражения (6.89) — допустимое значение приведенного к вторичной обмотке сопротивления x_a . Из кривых тока i_a находят действующие значения токов первичной и вторичных обмоток трансформатора, а также расчетные мощности обмоток. Ввиду сравнительно большого числа переменных окончательно выбору параметров схемы по приведенной методике могут предшествовать несколько уточняющих расчетов.

Определим коэффициент мощности ведомого инвертора λ . Согласно соотношению (6.61), он равен произведению коэффициента искажения k на коэффициент сдвига $\cos \varphi$.

Угол сдвига φ первой гармоники отдаваемого в сеть тока $i_{1(1)}$ (см. рис. 6.26, ж) относительно напряжения u_1 близок к $\pi - (\beta - \gamma/2)$. Величина $\cos \varphi$ для ведомого инвертора, как и его активная мощность по цепи первичной обмотки, получаются отрицательными. Это соответствует тому, что инвертор по отношению к сети является источником энергии. Поскольку коэффициент мощности принято считать положительным, $\cos \varphi$ для ведомого инвертора рассчитывают по абсолютной величине:

$$\cos \varphi = \cos (\beta - \gamma/2). \quad (6.90)$$

Из формулы (6.90) следует, что для увеличения коэффициента мощности необходимо осуществлять работу инвертора при наименьшем угле опережения β . Минимальное значение угла β находят из режима $E_{d\max}$ и $I_{d\max}$, при котором угол θ , представляемый тиристорам для восстановления запирающих свойств, равен θ_{\min} , а угол $\gamma = \gamma_{\max}$:

$$\beta_{\min} = \theta_{\min} + \gamma_{\max}$$

и

$$\cos \varphi = \cos (\theta_{\min} + \gamma_{\max}/2). \quad (6.91)$$

Отличие от синусоиды отдаваемого в приемную сеть тока i_1 свидетельствует о том, что коэффициент k ведомого инвертора меньше единицы. При прямоугольной форме кривой тока i_1 (без учета коммутационных процессов) гармонический состав потребляемого сетью тока определяется рядом (6.51), в связи с чем, как и для управляемого выпрямителя, здесь коэффициент $k = 0,9$ [см. (6.64)]. В ведомых инверторах применяют те же средства для улучшения коэффициента мощности, что и в управляемых выпрямителях (см. § 6.7).

Принцип действия и характеристики однофазного ведомого инвертора, выполненного по мостовой схеме, подобны рассмотренной. Особенности мостовой схемы управляемого выпрямителя против схемы с нулевым выводом распространяются и на ведомые инверторы.

Работа трехфазного мостового ведомого инвертора

В ведомых инверторах, как и в выпрямителях, стремятся применить (где это возможно) трехфазную мостовую схему. Ее отличает лучшее использование тиристоров по току и напряжению, а также более высокий коэффициент мощности. Ввиду меньшей амплитуды и более высокой частоты пульсации напряжения u_d для сглаживания тока i_d здесь требуется реактор L_d с существенно меньшей индуктивностью, чем в однофазных схемах.

Электромагнитные процессы в трехфазном мостовом ведомом инверторе (рис. 6.28, а) качественно подобны процессам в рассмотренном однофазном инверторе. Режим инвертирования характеризуется значением угла $\alpha > 90^\circ$ при той же последовательности отпирания тиристоров (рис. 6.28, б), что и в управляемом выпрямителе (см. рис. 6.18, а). Связь между углами α и β та же, что и ранее [см. выражение (6.72а)]. Указанным значениям угла α соответствует отпирание

тиристоров и протекание через них тока при преимущественно отрицательной полярности фазных напряжений. Поэтому и здесь напряжение u_d (рис. 6.28, в), составленное из участков линейных напряжений отрицательной полярности и определяющее противо-э. д. с. инвертора U_d , имеет полярность, обратную режиму выпрямления (рис. 6.28, а). Принцип построения кривой напряжения u_d тот же, что и для схемы выпрямителя.

Кривые токов тиристоров на рис. 6.28, г показаны с учетом коммутационных процессов в предположении идеального сглаживания тока i_d (рис. 6.28, в), т. е. при $L_d \rightarrow \infty$. Процесс коммутации протекает так же, как и в управляемом выпрямителе. При отпирании очередного тиристора (например, тиристора 3) линейное напряжение, на которое подключены тиристор, вступающий в работу, и тиристор, заканчивающий работу (в данном случае тиристор 1), имеет полярность, необходимую для запираания тиристора, заканчивающего работу, и отпирания тиристора, вступающего в работу. Процесс коммутации продолжается в течение интервала γ и характеризуется наличием в короткозамкнутом контуре тока i_k (рис. 6.28, а, б). На интервале коммутации кривая потенциала шины постоянного тока ($\varphi_{d(-)}$ или $\varphi_{d(+)}$) определяется полусуммой фазных напряжений участвующих в коммутации фаз. По окончании коммутации к закончившему работу тиристор в течение интервала θ прикладывается обратное напряжение, необходимое для его запираания. С учетом процесса коммутации длительность проводящего состояния тиристора ψ , как и в выпрямителе, увеличивается на угол γ , т. е.

$$\psi = 2\pi/3 + \gamma.$$

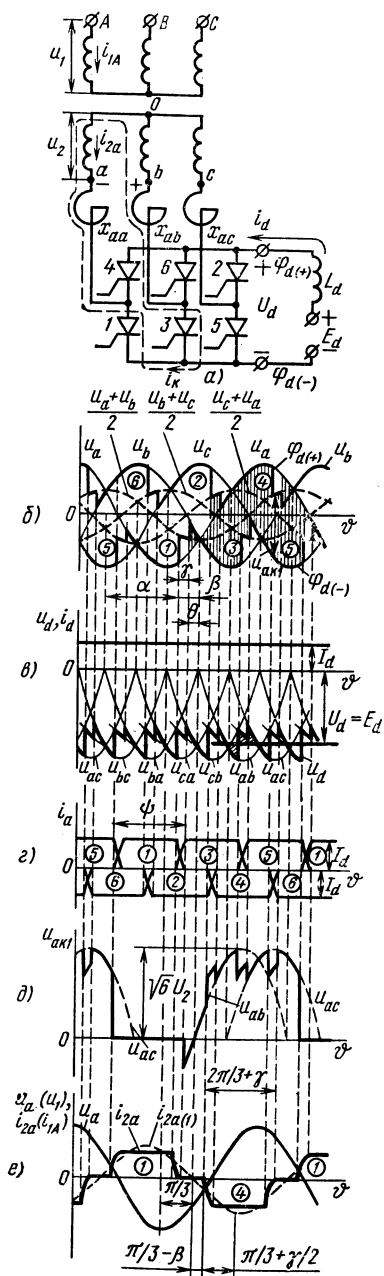


Рис. 6.28. Схема трехфазного мостового ведомого инвертора (а) и его временные диаграммы (б—е)

Среднее значение тока, равное в однофазной схеме с нулевым выводом $I_d/2$, здесь составляет $I_d/3$.

Вид кривой напряжения на тиристоре показан на рис. 6.28, д. Она построена из кривых напряжений рис. 6.28, б, определяющих потенциалы анода и катода тиристора. Максимальное напряжение на тиристоре, как и в выпрямителе, равно амплитуде линейного напряжения и составляет $\sqrt{6} U_2$.

Процессы коммутации, как следует из анализа предыдущей схемы, оказывают существенное влияние на характеристики и показатели ведомого инвертора. Получающиеся для мостового инвертора соотношения подобны соответствующим соотношениям для однофазного ведомого инвертора или трехфазного мостового управляемого выпрямителя. Указанное обстоятельство используется при анализе рассматриваемой схемы ведомого инвертора.

Ток коммутации i_k , равный сумме свободной и принужденной составляющих, при отсчете его от момента начала коммутации описывается соотношением вида (6.75):

$$i_k = \frac{\sqrt{6} U_2}{2x_a} [\cos(\vartheta - \beta) - \cos \beta]. \quad (6.92)$$

С учетом сомножителя $\sqrt{3}/2$ формулы (6.76)–(6.78) для трехфазного мостового инвертора принимают такой вид:

$$I_d = \frac{\sqrt{6} U_2}{2x_a} |\cos(\beta - \gamma) - \cos \beta|, \quad (6.93)$$

$$I_{d \max} = \frac{\sqrt{6} U_2}{2x_a} (\cos \theta_{\min} - \cos \beta), \quad (6.94)$$

$$\beta = \arccos \left(\cos \theta_{\min} - \frac{2I_d x_a}{\sqrt{6} U_2} \right). \quad (6.95)$$

Среднее значение противо-э. д. с. инвертора с учетом явления коммутации определяется выражением (6.84) при $U_{d0} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_2 = 2,34 U_2$, а его максимально допустимое значение — соотношением (6.85).

Способ получения уравнения входных характеристик инвертора

$$E_d = U_d = U_{d0} \cos \beta + \frac{3I_d x_a}{\pi} \quad (6.96)$$

и уравнения ограничительной характеристики

$$E_{d \max} = U_{d \max} = U_{d0} \cos \theta_{\min} - \frac{3I_d x_a}{\pi} \quad (6.97)$$

здесь тот же, что и для однофазного инвертора. Вид характеристик,

показанный на рис. 6.27, б, остается справедливым и для трехфазного мостового ведомого инвертора.

Определим множители коэффициента мощности рассматриваемой схемы. Для этого воспользуемся кривыми напряжения u_a и тока i_{2a} на рис. 6.28, е. С учетом коэффициента трансформации приведенные кривые определяют напряжение u_1 и ток $i_1 = i_{1A}$ первичной обмотки трансформатора.

Ток i_{2a} создается токами тиристоров 1 и 4 и является переменным. Согласно рис. 6.28, е, его первая гармоника $i_{2a(1)}$ имеет такой же фазовый сдвиг $\varphi = \pi/3 + \pi/3 - \beta + \pi/3 + \gamma/2 = \pi - (\beta - \gamma/2)$, что и в однофазном инверторе, в связи с чем для коэффициента сдвига здесь также действительно выражение (6.90).

Как отмечалось в § 6.6, процессы коммутации незначительно сказываются на гармоническом составе кривой тока $i_1(i_2)$. В предположении прямоугольной формы кривой тока i_{2a} на рис. 6.28, е ее гармонический состав определится рядом (6.57), а коэффициент искажения, как и для трехфазного управляемого выпрямителя [см. равенство (6.67)], составит $k = 3/\pi = 0,955$ против 0,9 для однофазных ведомых инверторов.

§ 6.9. ТИРИСТОРНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ДЛЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПОСТОЯННОГО ТОКА

Электропривод на основе двигателей постоянного тока используется в различных отраслях промышленности — металлургии, машиностроении, химической, угольной, деревообрабатывающей и др. Развитие электропривода направлено на создание высокопроизводительных машин с высокой степенью автоматизации.

Регулирование скорости двигателей постоянного тока занимает важное место в автоматизированном электроприводе. Применение с этой целью тиристорных преобразователей является одним из самых современных путей создания регулируемого электропривода постоянного тока.

Управление скоростью двигателей постоянного тока осуществимо тремя способами:

- 1) изменением напряжения на якоре при неизменном токе обмотки возбуждения;
- 2) изменением тока обмотки возбуждения при неизменном напряжении на якоре;
- 3) комбинированным изменением напряжения на якоре и тока обмотки возбуждения.

Напряжение на якоре или ток обмотки возбуждения (ОВ) изменяют с помощью управляемых выпрямителей, из которых наибольшее применение получили однофазные и трехфазные мостовые выпрямители. Отметим, что при управлении двигателем по цепи обмотки возбуждения управляемый выпрямитель выполняется на меньшую мощность и обладает лучшими массо-габаритными и стоимостными показателями. Однако вследствие большой постоянной времени обмотки возбуждения электропривод обладает худшими динамическими свойствами

(является менее быстродействующим), чем при управлении по цепи якоря. Таким образом, выбор цепи управления определяется конкретными требованиями к приводу.

При работе с теми или иными производственными механизмами часто необходимо изменять направление вращения двигателя (осуществлять реверс). Изменению направления вращения обычно сопутствуют такие требования, как быстрое (и в то же время плавное) торможение и плавный набор скорости.

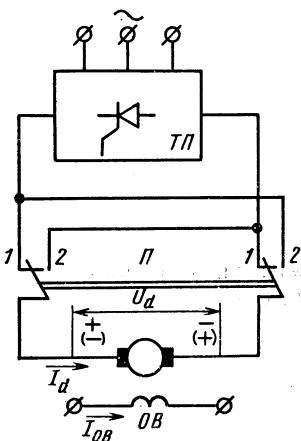


Рис. 6.29. Структурная схема реверсивного тиристорного преобразователя

Реверс направления вращения приводного двигателя может достигаться изменением полярности подводимого к якорю напряжения либо изменением направления тока обмотки возбуждения. С этой целью в цепь якоря или обмотки возбуждения вводят контактный переключатель или используют два управляемых тиристорных преобразователя.

Структурная схема реверсивного тиристорного преобразователя с контактным переключателем в цепи обмотки якоря (используется двигатель постоянного тока независимого возбуждения) показана на рис. 6.29. В этой схеме, как и в большинстве преобразователей, предназначенных для электропривода, *режим выпрямления чередуется с режимом инвертирования.*

Так, например, при наборе скорости в режиме пуска и ее стабилизации в условиях повышения нагрузки на валу двигателя тиристорный преобразователь работает в режиме выпрямления, сообщая энергию двигателю. При необходимости торможения и последующего останова двигателя поступление энергии к нему от сети через преобразователь прекращают, переводя последний в режим инвертирования. Машина постоянного тока под действием инерционной массы на ее валу переходит в режим генератора, возвращая накопленную энергию через преобразователь в сеть переменного тока (*рекуперативное торможение*).

Работу схемы рис. 6.29 удобно проанализировать с помощью рис. 6.30, на котором приведены совмещенные внешние характеристики реверсивного тиристорного преобразователя, соответствующие режимам выпрямления и инвертирования. Характеристики показаны без учета их нелинейности в области малых токов I_d , вызываемой прерывистостью тока i_d преобразователя в этой области в условиях реальных значений индуктивности $L_d < \infty$ сглаживающего дросселя. Поскольку механические характеристики двигателя постоянного тока независимого возбуждения $M = F(n)$ определяются напряжением, приложенным к якорю, и характером его изменения в зависимости от нагрузки, семейство внешних характеристик преобразователя на рис. 6.30 можно рассматривать и как семейство механи-

ческих характеристик двигателя (при $I_{0B} = \text{const}$, $n \sim U_d$, $M \sim I_d$). Момент нагрузки на валу двигателя M_H принят постоянным и не зависящим от частоты вращения n .

Предположим, что контактный переключатель Π на рис. 6.29 находится в положении 1. Для осуществления режима пуска тиристорный преобразователь (ТП) вводят в режим выпрямления (РВ)

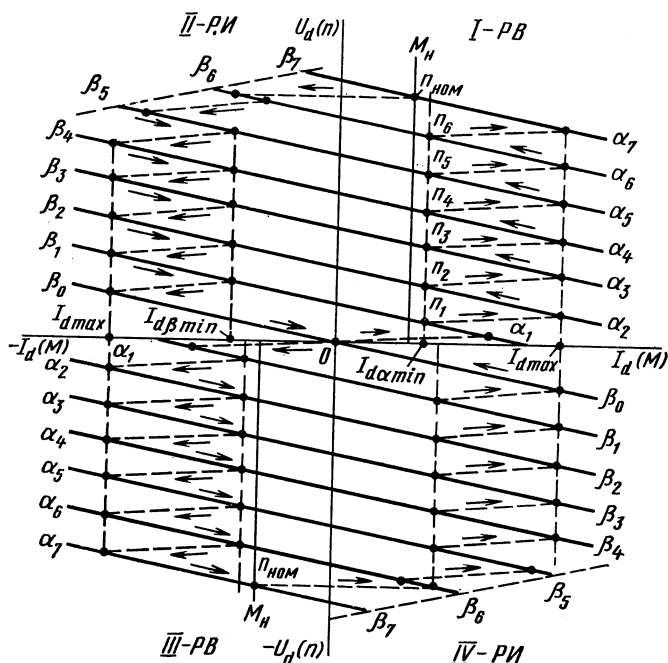


Рис. 6.30. Совмещенные внешние характеристики реверсивного тиристорного преобразователя постоянного тока

с углом управления α_1 , близким к 90° . Двигатель начинает набирать скорость с прямым направлением вращения при небольшом напряжении U_d , полярность которого указана на рис. 6.29 без скобок. Текущие значения U_d , I_d при прямом направлении вращения двигателя определяют траекторию перемещения рабочей точки преобразователя в квадранте I. Увеличение частоты вращения двигателя при пуске осуществляется повышением подводимого напряжения U_d за счет уменьшения угла управления α , чем достигается переход рабочей точки на выше расположенную внешнюю характеристику преобразователя. Сглаживающий дроссель L_d в цепи постоянного тока ТП препятствует быстрому нарастанию тока I_d при переходе рабочей точки с одной характеристики на другую. Вследствие указанного этапов перехода на рис. 6.30 соответствуют пунктирные кривые, наклон которых относительно оси токов зависит от темпа пуска

двигателя и величины L_d . Повышение частоты вращения двигателя будет происходить по зигзагообразной кривой, состоящей из пунктирных участков и участков внешних характеристик выпрямителя. Повышение темпа пуска двигателя сопровождается увеличением пусковых токов. В условиях необходимого их ограничения на уровне $I_{d\max}$ преобразователя, определяющем предельно допустимые значения анодных токов тиристоров, сокращение периода пуска достигается приближением тока $I_{d\min}$ к току $I_{d\max}$. При высоком темпе пуска и большой величине L_d изменение угла α будет происходить при практически неизменном токе I_d , в связи с чем режиму пуска будет соответствовать перемещение рабочей точки по прямой, параллельной оси U_d , со значением $I_d = I_{d\max}$. Задачу ограничения токов решают установкой в преобразователе датчика тока $I_{d\max}$, сигнал которого вводится в систему импульсно-фазового управления и воздействует на характер изменения угла α в режиме пуска. В системе осуществляется отрицательная обратная связь, обеспечивающая при пуске неизменный ток $I_d \approx I_{d\max}$. Помимо указанного, эта обратная связь выполняет функцию токовой отсечки, защищающей преобразователь от перегрузок по току в аварийных режимах.

Режим пуска заканчивается переходом рабочей точки на внешнюю характеристику с углом α , при котором обеспечивается требуемая частота вращения двигателя. С целью стабилизации частоты вращения при изменении нагрузочного момента в систему вводят отрицательную обратную связь по скорости, воздействующую на угол α .

Напряжение, пропорциональное частоте вращения, снимается с тахогенератора, устанавливаемого на валу двигателя, и подается в систему импульсно-фазового управления преобразователем.

Торможение двигателя осуществляют переводом преобразователя в режим инвертирования, что означает переход рабочей точки на характеристики преобразователя в квадранте II (рис. 6.30). Для этого контактор Π в схеме рис. 6.29 переключают в положение 2 (чем достигается изменение полярности подключения двигателя к преобразователю) и увеличивают угол α до значения $\alpha > \pi/2$, задав соответствующий угол $\beta = \pi - \alpha$. Машина постоянного тока переходит в режим генератора, и у нее возникает тормозной момент. Кинетическая энергия, накопленная инерционными массами на валу двигателя, преобразуется в электрическую энергию и отдается через преобразователь в сеть переменного тока. В результате торможения частота вращения двигателя и индуцируемое им напряжение U_d снижаются. Уменьшаются ток I_d и создаваемый тормозной момент. Рабочая точка перемещается вправо по характеристике преобразователя с параметром β , обозначенным на рис. 6.30 б. Для того чтобы сохранить тормозной момент на данном уровне, добившись тем самым более быстрого останова двигателя, необходимо увеличить угол β , т. е. осуществить переход на ниже расположенные входные характеристики инвертора, как показано на рис. 6.30. Снижение частоты вращения будет происходить по зигзагообразной кривой, включающей промежуточные пунктирные участки и участки входных характеристик инвертора.

Для максимального сокращения времени торможения двигателя необходимо создать максимальный тормозной момент, т. е. проводить торможение при максимальном токе I_d . Допустимый максимум тока I_d при малых углах β (вблизи β_6, β_5) лимитируется ограничительной характеристикой инвертора (рис. 6.30), а при больших углах β (как и в режиме выпрямления) — нагрузочной способностью используемых тиристоров.

Если после останова двигателя вернуться к углам управления α , но контактор не переключать, то преобразователь начнет работать в режиме выпрямления, создавая на двигателе напряжение, полярность которого будет противоположна первоначальной. Это приведет к изменению направления вращения двигателя (реверсу). Работе привода будет соответствовать область характеристик в квадранте *III*. Последующие торможение и останов двигателя требуют переключения контактора в первоначальное положение 1 и перехода преобразователя к углам опережения β (квадрант *IV*). Процессы пуска и останова двигателя при обратном направлении вращения протекают аналогично.

Таким образом, схема с одним преобразователем и переключателем в состоянии обеспечить изменение направления вращения двигателя и рекуперативное торможение привода при любом направлении вращения. Однако сравнительно большое время срабатывания контактора (десятки и сотни миллисекунд) ухудшает такой показатель привода, как быстродействие. Недостатком системы является и то, что надежность ее работы зависит от безотказной работы контактора.

Более совершенная система тиристорного электропривода реализуется на основе двух тиристорных комплектов, обеспечивающих протекание в цепи двигателя тока того или иного направления без применения контактора. В таком преобразователе, называемом *реверсивным*, создаются благоприятные условия для автоматического управления приводом при различных режимах его работы.

Преобразователи, входящие в систему, могут соединяться двумя способами — по *перекрестной* или *встречно-параллельной* схемам, которые для трехфазного мостового преобразователя показаны на рис. 6.31, *а, б*. Схемы отличаются количеством вторичных обмоток силового трансформатора. Вследствие более простой конструкции трансформатора преимущественное применение нашла встречно-параллельная схема (рис. 6.31, *б*), которую и будем использовать при дальнейшем анализе.

Работа тиристорных групп *I, II* в реверсивном преобразователе характеризуется попеременным использованием в них режимов выпрямления и инвертирования. Различают два режима управления тиристорными группами — совместное и раздельное.

При совместном управлении отпирающие импульсы подаются на тиристоры как одной, так и другой групп во всех режимах работы привода, задавая одной группе режим выпрямления, а другой — режим инвертирования. Углы управления α_1, α_{II} соответственно тиристорами групп *I* и *II* связаны между собой условием равенства средних значений напряжения $U_{d\alpha}$ выпрямителя и ин-

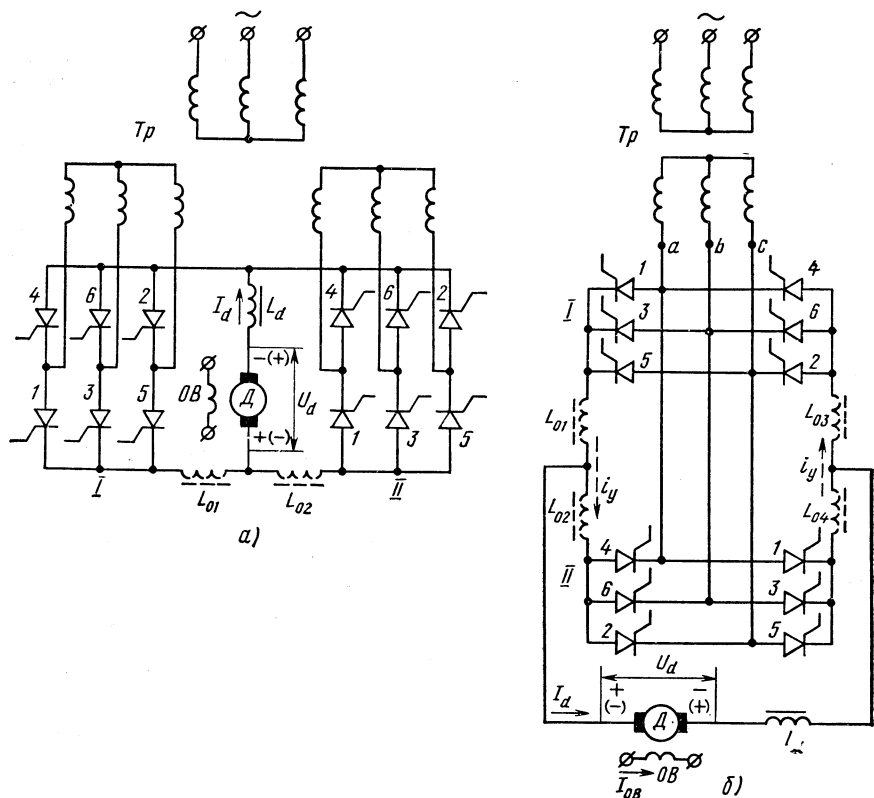


Рис. 6.31. Перекрестная (а) и встречно-параллельная (б) схемы соединения выпрямителей в реверсивном преобразователе

вертора (*совместное согласованное управление*), имеющих одинаковую полярность в схеме. Если тиристорная группа I находится в режиме выпрямления, а тиристорная группа II — в режиме инвертирования, то полярность их напряжений $U_{d\alpha_1}$ и $U_{d\beta_{II}}$ будет соответствовать полярности напряжения U_d на двигателе, указанной на рис. 6.31, б без скобок. При изменении режима работы тиристорных групп полярность напряжений $U_{d\alpha_1}$ и $U_{d\beta_{II}}$ станет обратной. Режим совместного управления при задании тиристорной группе I режима выпрямления, а тиристорной группе II — режима инвертирования иллюстрирует диаграмма рис. 6.32, а, где по кривым линейных напряжений вторичных обмоток трансформатора построены кривые напряжений $u_{d\alpha_1}$ и $u_{d\alpha_{II}}$ (без учета явления коммутации). Углы α_1 и α_{II} указаны по моменту отпирания тиристора I обеих групп.

Из равенства средних значений напряжений двух тиристорных групп $U_{d0}\cos\alpha_1$ и $-U_{d0}\cos\alpha_{II}$ получаем:

$$\cos \alpha_1 + \cos \alpha_{II} = 0,$$

$$2 \cos \frac{\alpha_I + \alpha_{II}}{2} \cos \frac{\alpha_{II} - \alpha_I}{2} = 0,$$

откуда находим условие совместного согласованного управления реверсивным преобразователем:

$$\alpha_I + \alpha_{II} = 180^\circ. \quad (6.98)$$

При работе тиристорной группы II в режиме инвертирования ее углы опережения согласно равенству (6.72) $\beta_{II} = \pi - \alpha_{II}$. С учетом условия (6.98) при согласованном управлении имеем $\beta_{II} = \alpha_I$. Аналогично при работе тиристорной группы I в режиме инвертирования, а II — в режиме выпрямления $\beta_I = \alpha_{II}$.

Задание одной тиристорной группе условия для работы в качестве выпрямителя, а другой — в качестве инвертора определяет для двухкомплектного реверсивного преобразователя его постоянную готовность к работе либо в режиме выпрямления, либо в режиме инвертирования при возможности осуществления прямого и обратного направлений вращения двигателя.

Если прямому направлению вращения отвечает полярность подводимого напряжения U_d , указанная на рис. 6.31, б без скобок, то пуску двигателя с прямым направлением вращения будет соответствовать работа преобразователя в режиме выпрямления, обеспечиваемом тиристорной группой I . Пусковой режим будет осуществляться через тиристорную группу I путем уменьшения угла α_I , проходя значения $\alpha_1, \alpha_2, \dots$ квадранта I на рис. 6.30, как и для схемы рис. 6.29. Потребление энергии от сети через тиристорную группу I будет продолжаться и в стационарном режиме работы привода при частоте вращения $n_{ном}$. При этом, как и при пуске, тиристорная группа II будет находиться в готовности к осуществлению инверторного режима преобразователя.

Режим инвертирования через тиристорную группу II наступает при торможении двигателя, требуемом либо для перехода на более низкую частоту вращения, либо для реверса. Торможение двигателя осу-

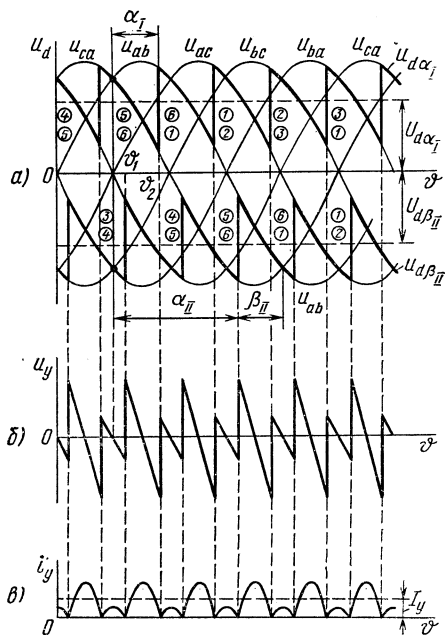


Рис. 6.32. Кривые выходного напряжения реверсивных преобразователей при совместном и согласованном управлении (а), уравнительного напряжения и тока (б, в)

ществляется путем увеличения угла α_1 , что вызывает перемещение рабочей точки привода в область характеристик квадранта *II* (поскольку частота вращения мгновенно измениться не может). В случае перехода на более низкую частоту вращения после торможения рабочая точка через некоторое время вновь возвращается в область характеристик квадранта *I*, но занимает положение с меньшей ординатой. При реверсе угол α_1 продолжают увеличивать, вызывая увеличение и угла β_{II} (со скоростью, определяемой требуемым темпом торможения и допустимым при торможении током I_d) до значения $\alpha_1 = \beta_{II} = \pi/2$, после чего тиристорную группу *II* переводят в режим выпрямления, а тиристорную группу *I* — в режим инвертирования. Процесс торможения и следующий за ним разгон с обратным направлением вращения двигателя протекает так же, как и в схеме рис. 6.29.

Реверсивный преобразователь с совместным управлением двух тиристорных групп позволяет создавать электропривод постоянного тока с высокими динамическими свойствами.

Недостатком преобразователей с совместным управлением является необходимость принятия мер по уменьшению так называемого *уравнительного тока*.

Уравнительный ток возникает под действием уравнительного напряжения u_y , создаваемого разностью мгновенных значений напряжений u_{aI} и u_{aII} двух тиристорных групп. Кривая напряжения $u_y = u_{aI} - u_{aII}$ при работе тиристорной группы *I* в режиме выпрямления, а тиристорной группы *II* — в режиме инвертирования в случае $\alpha_1 = \beta_{II}$ показана на рис. 6.32, б. Уравнительный ток протекает по внутренним контурам преобразователя, образуемым открытыми тиристорами двух тиристорных групп с входящими в эти контуры вторичными обмотками трансформатора. Так, например, на интервале $\vartheta_1 - \vartheta_2$ (рис. 6.32, а) ток i_y протекает через тиристоры 5, 6 группы *I* и тиристоры 4, 5 группы *II* (см. рис. 6.31, б).

Поскольку активные и реактивные сопротивления внутренних контуров малы, ток i_y , обусловливаемый напряжением u_y , без принятия специальных мер был бы довольно большой, что могло бы привести к повреждению тириستоров из-за перегрузок по току.

Для уменьшения уравнительного тока в схему вводят насыщающиеся или ненасыщающиеся ограничительные реакторы. Насыщающиеся реакторы включают в схему так, как показано на рис. 6.31, б. Два реактора, относящиеся к тиристорной группе (например, L_{01} и L_{03}), участвующей в преобразовании энергии, под действием протекающего через них тока находятся в состоянии насыщения. Два других реактора (L_{02} , L_{04}) при этом не насыщены и участвуют в ограничении тока i_y . При использовании ненасыщающихся реакторов можно ограничиться включением в схему только двух из них (L_{01} , L_{04} или L_{02} , L_{03}). Индуктивности реакторов выбирают из расчета ограничения среднего значения уравнительного тока I_y (рис. 6.32, в) на уровне, не превышающем 10% от номинального тока I_d .

Необходимость применения ограничительных реакторов ухудшает массо-габаритные показатели системы. Поэтому режим совмест-

ного управления используют при создании высокоточных электроприводов с повышенными требованиями к быстродействию.

Проблема уменьшения уравнительного тока полностью исключается в случае раздельного управления двумя тиристорными группами. При этом отпадает необходимость в ограничительных реакторах.

Принцип раздельного управления сводится к тому, что отпирающие импульсы подаются на тиристоры только той из двух тиристорных групп, которая в данный момент времени участвует в преобразовании тока. В переходных режимах, когда вступает в работу другая тиристорная группа, прекращается подача отпирающих импульсов на тиристоры работавшей тиристорной группы, а затем после некоторой паузы, в течение которой происходит спадание токов работавшей тиристорной группы до нуля и запираание ее тиристороз, подаются отпирающие импульсы на тиристоры группы, вступающей в работу. Между углами управления α_1 и α_{11} реверсивных групп выдерживается то же условие (6.98) согласованного управления. Требуемая блокировка в подаче отпирающих импульсов осуществляется по системе управления преобразователем с использованием датчиков тока.

Необходимость создания паузы в работе тиристорных групп (до 5—10 мс в зависимости от параметров нагрузки) приводит к некоторому ухудшению быстродействия привода. Тем не менее современные реверсивные преобразователи с раздельным управлением вполне удовлетворяют требованиям подавляющего большинства промышленных электроприводов постоянного тока.

§ 6.10. НЕПОСРЕДСТВЕННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

Непосредственные преобразователи частоты (НПЧ) предназначены для одноступенчатого преобразования энергии переменного тока частоты f_1 в энергию переменного тока другой (обычно более низкой) частоты f_2 . В этих преобразователях кривая выходного напряжения составляется из участков напряжений сети благодаря осуществлению с помощью тиристороз непосредственной связи цепи нагрузки с сетью переменного тока. НПЧ выполняют с однофазным или трехфазным выходом и с однофазным или трехфазным входом. Для получения более качественной формы кривой выходного напряжения (с малым содержанием высших гармонических) преобразователи обычно питают от сети трехфазного тока.

По принципу действия НПЧ подобны двухкомплектным реверсивным тиристорным преобразователям (см. § 6.9) и выполняются по аналогичным схемам. Схема трехфазно-однофазного НПЧ, состоящая из двух мостовых тиристорных групп, соединенных встречно-параллельно, приведена на рис. 6.33. Нагрузка Z_n преобразователя имеет активно-индуктивный характер (индуктор низкочастотного нагрева, низкоскоростные асинхронные двигатели в преобразователях с трехфазным выходом, сеть переменного тока частоты f_2 и т. д.).

Вид кривой выходного напряжения преобразователя показан на рис. 6.34, а. Она формируется при той же, что и в реверсивном пре-

образователе, последовательности (1, 2, 3, 4, ...) вступления в работу тиристоров обеих групп, но при циклическом изменении во времени углов отпирания тиристоров (рис. 6.34, б). В результате кривая выходного напряжения составляется из участков линейных напряжений вторичных обмоток трансформатора с основной гармонической $u_{H(1)}$, близкой по форме к синусоиде.

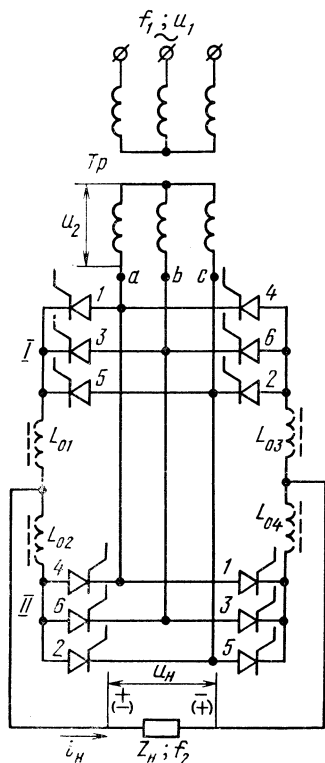


Рис. 6.33. Схема непосредственного преобразователя частоты

Если бы нагрузка была чисто активной, то переменное напряжение на ней создавалось бы при поочередной работе тиристорных групп *I*, *II* только в режиме выпрямления. При формировании полуволны напряжения положительной полярности в режиме выпрямления с углом α_1 , изменяемым от 90° до 0 и обратно, работала бы тиристорная группа *I*, а при формировании полуволны напряжения отрицательной полярности в режиме выпрямления с углом α_{11} , изменяемым в тех же пределах, — тиристорная группа *II*. В любой момент времени работа системы на чисто активную нагрузку связана с потреблением энергии от сети переменного тока либо через тиристорную группу *I*, либо через вентильную группу *II*.

При активно-индуктивной нагрузке, как известно, имеются интервалы времени, в течение которых напряжение $u_{H(1)}$ и ток i_H , принятый на рис. 6.34, *a* синусоидальным, находятся в противофазе (интервалы $0 - \omega_2 t_1$, $\pi - \omega_2 t_2$). В указанных интервалах времени обеспечивается работа соответствующей тиристорной группы в режиме инвертирования. Так, например, на интервале $\omega_2 t_1 - \pi$ тиристорная группа *I* работает в режиме выпрямления, а при достижении точки π она переводится в режим инвертирования, который продолжается до момента времени $\omega_2 t_2$. На интервале от точки $\omega_2 t_2$ до 2π тиристорная группа *II* работает в режиме выпрямления. На рис. 6.34, *a* инверторному режиму работы тиристорной группы *II* соответствует интервал $0 - \omega_2 t_1$. На тех участках, где напряжение $u_{H(1)}$ и ток i_H находятся в противофазе и тиристорные группы работают в режиме инвертирования, энергия, накопленная в реактивных элементах нагрузки, возвращается в сеть переменного тока частоты f_1 .

В НПЧ известное из анализа работы реверсивных преобразователей согласованное раздельное управление тиристорными группами получило большее распространение на практике, чем согласованное

совместное управление. Это связано с большими трудностями в ограничении уравнительного тока, возникающего в НПЧ при совместном управлении.

При совместном управлении отпирающие импульсы подаются на тиристоры обеих групп, задавая в зависимости от формируемой полуволны напряжения для одной из них режим выпрямления, а для дру-

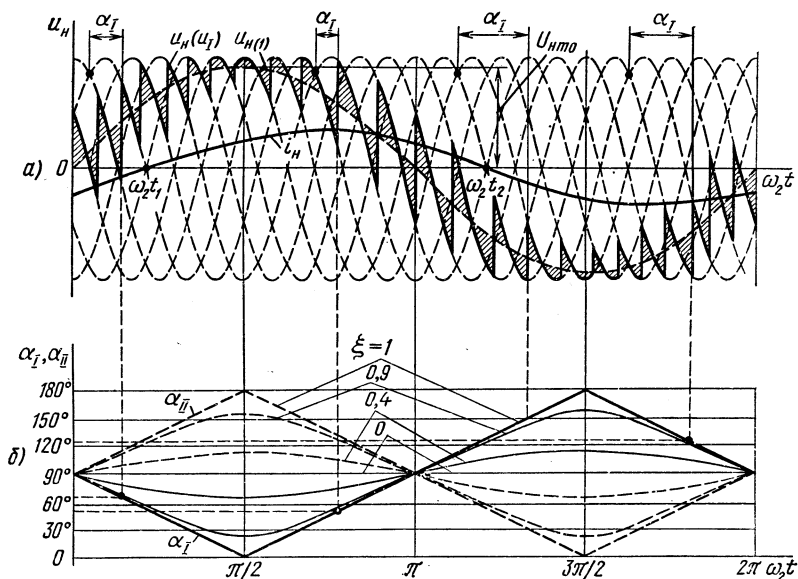


Рис. 6.34. Кривая выходного напряжения (а), характер изменения во времени углов α_I и α_{II} (б) НПЧ при синусоидальном законе управления

гой — инвертирования. Вследствие того что при формировании кривой выходного напряжения частоты f_2 углы α_I и α_{II} периодически изменяются, в уравнительном напряжении u_y двух тиристорных групп возникает гармоническая выходной частоты f_2 . При этом для ограничения протекающего через тиристоры уравнительного тока требуются ограничительные реакторы $L_{01} - L_{04}$ существенно большей индуктивности, что обуславливает в большинстве случаев недопустимые падения напряжения на них от протекания переменного тока нагрузки i_H и уменьшение напряжения U_H .

При раздельном управлении тиристорные группы работают поочередно, в связи с чем необходимость в ограничительных реакторах отпадает. Режим работы каждой тиристорной группы связывают с полярностью формируемой полуволны напряжения $u_{H(1)}$ и направлением тока i_H . Как и в реверсивном преобразователе, здесь также осуществляют задержку (блокировку) в подаче отпирающих импульсов на тиристоры вступающей в работу группы, что необходимо для исключения короткого замыкания вторичных обмоток трансформатора через тиристоры обеих групп. Так, например, после того как тири-

торная группа I проработала сначала в режиме выпрямления, а затем на интервале $\pi - \omega_2 t_2$ (рис. 6.34, a) — в режиме инвертирования, управляющие импульсы в момент времени $\omega_2 t_2$ снимаются с тиристорной группы I (используется сигнал датчика тока, определяющего момент снижения до нуля тока i_n или тока тиристорной группы). К проводившим тиристорам этой группы прикладываются напряжения в обратном направлении, требуемом для их выключения, под действием вторичных напряжений сетевого трансформатора. Подачу управляющих импульсов к тиристорам группы II осуществляют с некоторой задержкой относительно момента времени $\omega_2 t_2$, гарантирующей завершение процесса восстановления запирающих свойств ранее проводивших тиристорной группы I . Рассогласованность особенностей работы НПЧ при раздельном управлении обуславливает появление токовых пауз после моментов времени $\omega_2 t_1$, $\omega_2 t_2$ (на рис. 6.34, a не показаны). Вместе с тем токовые паузы, определяемые главным образом временем выключения t_b используемых тиристорных групп, малы (до 1° сетевой частоты 50 Гц, а по отношению к периоду выходной частоты — еще меньше) и практически их можно не учитывать при анализе процессов в схеме.

Согласованность режима раздельного управления тиристорными группами при формировании кривой выходного напряжения НПЧ обуславливается связью углов управления α_I и α_{II} в соответствии с соотношением (6.98) или равенствами $\alpha_I = \beta_{II}$, $\alpha_{II} = \beta_I$. Возможный диапазон изменения углов α_I и α_{II} при формировании кривой выходного напряжения (если исключить из рассмотрения интервалы γ и θ) близок к 180° .

Определим основные соотношения, связывающие закон изменения во времени углов управления α и форму кривой выходного напряжения.

Приведенную на рис. 6.34, a кривую выходного напряжения в принципе следует рассматривать как напряжение на выходе одной из тиристорных групп (u_I). Ее можно представить в виде пульсирующей составляющей (с частотой, кратной частоте питающей сети), наложенной на кривую среднего значения напряжения тиристорной группы, изменяющегося вследствие модуляции угла управления α_I . В частности, изменение среднего значения выходного напряжения по синусоиде будет определять его первую гармоническую $u_{n(1)}$ (рис. 6.34, a). Точность, по-видимому, будет тем выше, чем меньше частота f_2 по сравнению с f_1 .

Из теории выпрямителей известна зависимость среднего значения напряжения от угла управления α : $U_d = U_{d0} \cos \alpha$. Если пренебречь пульсирующей составляющей и рассчитывать напряжение $u_{\text{вых}}$ (u_n) по кривой изменения среднего значения напряжения тиристорной группы I , то приведенное соотношение в несколько измененном виде определит зависимость выходного напряжения НПЧ от характера изменения угла α_I :

$$u_n = U_{n0} \cos \alpha_I(t), \quad (6.99)$$

где U_{n0} — максимальное выходное напряжение, соответствующее углу $\alpha_I = 0$ (для трехфазной мостовой схемы $U_{n0} = 2,34 U_2$); $\alpha_I(t)$ — периодическая функция изменения во времени угла α_I .

Из формулы (6.99) следует, что, задавая соответствующий закон изменения во времени угла $\alpha_1(t)$, можно получить на выходе преобразователя напряжение, значение которого изменяется периодически по любому требуемому закону.

Определим закон изменения $\alpha_1(t)$ для НПЧ с синусоидальным выходным напряжением и амплитудой $U_{нм}$ (без учета пульсирующей составляющей):

$$u_n = U_{нм} \sin \omega_2 t. \quad (6.100)$$

Из совместного решения уравнений (6.99), (6.100) находим характер зависимости угла α_1 для тиристорной группы I:

$$\alpha_1 = \arccos(\xi \sin \omega_2 t) \quad (6.101)$$

и угла $\alpha_{II} = 180^\circ - \alpha_1$ для вентильной группы II:

$$\alpha_{II} = \arccos(-\xi \sin \omega_2 t). \quad (6.102)$$

В выражениях (6.101), (6.102) коэффициент $\xi = U_{нм}/U_{нм0}$ определяет глубину регулирования амплитуды выходного напряжения. При $\xi = 1$, что соответствует максимальному выходному напряжению, углы α_1 и α_{II} необходимо изменять согласно (6.101), (6.102) в пределах от 0 до 180° по линейному закону, которому отвечают сплошная и пунктирная ломаные линии α_1 и α_{II} на рис. 6.34, б. Характеру изменения угла α_1 при $\xi = 1$ соответствует построенная на рис. 6.34, а кривая напряжения $u_n(u_1)$.

В течение первой четверти периода частоты f_2 (рис. 6.34, а, б), когда формируется восходящая часть полуволны напряжения u_n положительной полярности, углы α_1 отпирания тиристоров группы I изменяются от 90° до 0 , а углы α_{II} отпирания тиристоров группы II — от 90 до 180° , что соответствует режиму выпрямления тиристорной группы I и режиму инвертирования группы II (последнее необходимо, если при активно-индуктивной нагрузке ток i_n еще не успел изменить направление). В течение второй четверти периода, когда образуется нисходящая часть той же полуволны напряжения u_n , режим работы групп сохраняется, но при этом он связан с увеличением углов α_1 от 0 до 90° и уменьшением углов α_{II} от 180 до 90° .

Полуволна напряжения u_n отрицательной полярности формируется аналогичным образом. Однако теперь тиристорная группа I работает в режиме инвертирования с углами α_1 , изменяющимися от 90 до 180° и затем снова до 90° , а тиристорная группа II — в режиме выпрямления с диапазоном изменения углов от 90° до 0 и затем вновь до 90° .

Уменьшение коэффициента $\xi = U_{нм}/U_{нм0}$ позволяет осуществлять регулирование амплитуды выходного напряжения преобразователя. При $\xi < 1$ углы α_1 и α_{II} изменяются в меньших пределах и им соответствуют значения минимальных углов, большие нуля, и значения максимальных углов, меньшие 180° . Так, при $\xi = 0$ $\alpha_1 = \alpha_{II} = 90^\circ$ и $U_{нм} = 0$.

При $\xi < 1$ закон изменения во времени углов α_1 , α_{II} отличается

от линейного. Построенные по выражениям (6.101), (6.102) кривые изменения во времени углов α_I и α_{II} при $\xi = 0,9$ и $0,4$ приведены на рис. 6.34, б.

Коммутация тока в НПЧ рассматриваемого типа осуществляется, так же как в выпрямителях и ведомых инверторах, под действием напряжения питающей сети. Поэтому минимальные значения углов α и β не должны быть меньше суммы угла коммутации γ и угла $\theta_{\min} =$

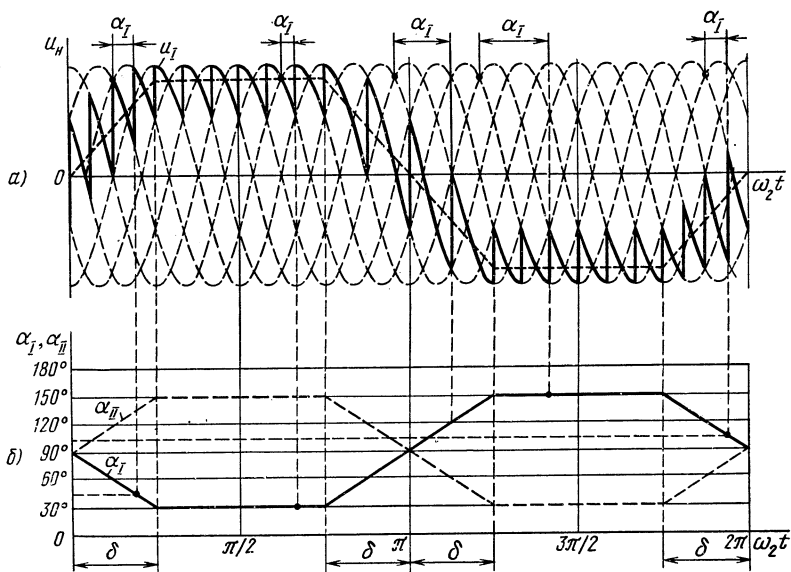


Рис. 6.35. Кривая выходного напряжения (а), характер изменения во времени углов α_I и α_{II} (б) НПЧ при трапецидальном законе управления

$= 2\pi f_1 t_{\text{в}}$ восстановления запирающих свойств тиристоров. Таким образом, реально возможный диапазон изменения углов α_I и α_{II} при формировании кривой выходного напряжения получается меньше 180° . Верхнему пределу регулирования напряжения соответствует коэффициент $\xi = 0,9 \div 0,95$.

Управление по арккосинусоидальному закону [см. соотношения (6.101) и (6.102)] изменением углов α при формировании синусоидального выходного напряжения связано с определенным усложнением системы управления преобразователем. В тех случаях, когда к форме кривой u_n не предъявляются повышенные требования, используют более простой в реализации трапецидальный закон формирования выходного напряжения (рис. 6.35, а, б). Он характеризуется изменением по линейному закону углов α_I , α_{II} на интервалах δ и постоянством углов α_I , α_{II} на интервалах $\pi - 2\delta$ при формировании обеих полувольт выходного напряжения. Без учета пульсирующей составляющей кривая напряжения u_n получается трапецидальной формы.

Регулирование выходного напряжения производится изменением диапазона управления углами α_1, α_{II} при сохранении неизменным угла δ . При уменьшении угла δ закон изменения во времени углов α_1, α_{II} и соответственно выходного напряжения u_n приближается к прямоугольному.

Трехфазные преобразователи выполняют на основе трех однофазных. Необходимый фазовый сдвиг выходных напряжений в 120° здесь осуществляется путем сдвига на указанный угол сигналов, управляющих изменением углов α трех преобразователей. Преобразователи *могут выполняться регулируемыми по выходной частоте*. Нижний предел регулирования частоты может быть близок к нулю. Верхний предел ограничивается отношением питающей частоты к выходной частоте f_1/f_2 , которое обычно не бывает ниже двух. Это объясняется существенными искажениями формы кривой выходного напряжения при переходе на более высокие частоты f_2 . С целью расширения верхнего предела регулируемых частот питание преобразователей производят от источников тока более высоких частот, например 400 Гц. В этом случае выходная частота имеет реализуемый диапазон от 0 до 150—180 Гц.

§ 6.11. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И ОСНОВНЫЕ УЗЛЫ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ТИРИСТОРНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ, ВЕДОМЫМИ СЕТЬЮ

Система управления (СУ), обеспечивающая подачу отпирающих импульсов на тиристоры преобразователя любого типа, совместно с преобразователем решает комплекс задач, связанных с формированием и регулированием его выходного напряжения.

В ведомых сетью преобразователях с естественной коммутацией (управляемых выпрямителях, ведомых инверторах, реверсивных преобразователях, непосредственных преобразователей частоты) существует общность в реализации систем управления. Она обусловливается идентичностью управляющего воздействия СУ на силовую схему, которое проявляется в изменении момента подачи отпирающих импульсов на тиристоры по отношению к синусоидально изменяющейся кривой напряжения сети (т. е. угла управления α).

Поэтому, несмотря на то что приводимый ниже материал относится к управляемым выпрямителям, его почти целиком можно отнести и к остальным преобразователям данного класса.

В силу того что СУ рассматриваемых преобразователей осуществляют регулирование фазы управляющих импульсов, их часто называют системами импульсно-фазового управления (СИФУ).

Общими требованиями, предъявляемыми к системе управления преобразователем, являются:

- 1) надежное отпирание тириستоров силовой схемы во всех режимах ее работы;
- 2) плавное (в необходимом диапазоне) регулирование угла α подачи управляющих импульсов на тиристоры;

3) высокая помехоустойчивость и надежность.

Системы управления выполняют по синхронному и асинхронному принципам.

Синхронные системы импульсно-фазового управления

Синхронный принцип импульсно-фазового управления преобразователями является наиболее распространенным. Его характеризует такая функциональная связь узлов СУ, предназначенных для получения управляющих импульсов, при которой синхронизация управляющих импульсов осуществляется напряжением сети переменного тока.

Сущность синхронного принципа построения СУ и функциональное назначение ее узлов покажем на примере выполнения канала управления одним тиристором преобразователя (рис. 6.36). В схему канала входят генератор опорного напряжения *ГОН*, нуль-орган *НО* и усилитель-формирователь *УФ* отпирающих импульсов.

Генератор опорного (развертывающего) напряжения *ГОН* формирует изменяющееся во времени напряжение u_0 синусоидальной, треугольной, пилообразной и других форм. С помощью *НО* опорное напряжение генератора сравнивается с управляющим напряжением u_{yx} преобразователя. Когда опорное напряжение (в процессе его увеличения или уменьшения) достигает напряжения u_{yx} , на выходе *НО* возникает импульс, который после предварительного усиления и формирования подается в управляющую цепь тиристора преобразователя.

Изменяющееся во времени опорное напряжение создается с участием напряжения сети переменного тока (одной или нескольких ее фаз), в связи с чем опорное напряжение и формируемый импульс синхронизированы во времени с напряжением сети переменного тока. Путем изменения величины напряжения u_{yx} осуществляются сдвиг во времени выходного импульса и регулирование угла α , а следовательно, и выходного напряжения преобразователя.

Управляющее напряжение u_{yx} может представлять собой разность (или быть пропорциональным ей) некоторого напряжения уставки и напряжения, характеризующего регулируемый параметр (напряжение U_d , ток I_d , частоту вращения якоря двигателя n и т. д.). В этом случае система будет охвачена отрицательной обратной связью по регулируемому параметру, что обеспечит его стабилизацию. Если в качестве управляющего напряжения использовать переменный сигнал, например синусоидальной формы низкой частоты, то будет осуществляться модуляция угла α по синусоидальному закону, что требуется для формирования кривой выходного напряжения непосредственных преобразователей частоты.

Генератор опорного напряжения совместно с нуль-органом представляют фазосдвигающее устройство *ФСУ*, являющееся важнейшим в синхронной системе управления (рис. 6.36). Поскольку работа *ФСУ* основана на сравнении двух напряжений (опор-

ного и управляющего), его принцип действия называется вертикальным.

Синхронные системы управления многофазными преобразователями могут быть выполнены по многоканальному и одноканальному способам.

В многоканальной системе управления (рис. 6.37) регулирование угла α осуществляется от общего управляющего напряжения при выполнении каждого канала по типу рис. 6.36. Количество каналов равно числу тиристоров в схеме преобразователя (так, в СУ трехфазного мостового управляемого выпрямителя число каналов равно шести). При соответствующей синхро-

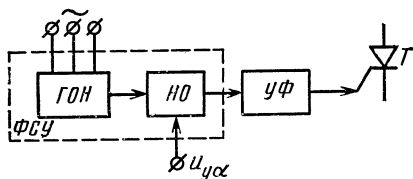


Рис. 6.36. Структурная схема канала управления тиристором преобразователя при синхронном принципе построения СУ

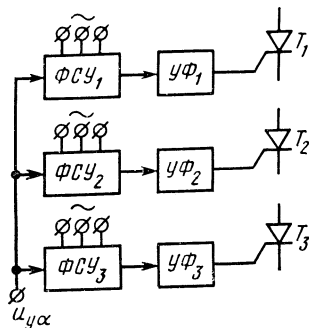


Рис. 6.37. Структурная схема многоканальной системы управления преобразователем

низации фазосдвигающих устройств от сети переменного тока (фазировки) система формирует для тиристоров в фазах a , b , c управляющие импульсы, симметричные относительно точек естественного отпирания (см. рис. 6.15, в), что требуется для работы схемы.

Многоканальный способ управления получил широкое распространение благодаря простоте выполнения СУ, унификации ее узлов, а также применимости для различного типа преобразователей. Вместе с тем в таких системах предъявляются повышенные требования к идентичности регулировочных характеристик фазосдвигающих устройств $\alpha = F(u_{y\alpha})$ отдельных каналов во всем диапазоне изменения управляющего напряжения. Различие регулировочных характеристик приводит к отличию углов α по каналам управления тиристорами, асимметрии управляющих импульсов, что создает, например, в управляемых выпрямителях дополнительные низкочастотные пульсации выпрямленного напряжения.

В одноканальной системе управления регулирование фазового сдвига управляющих импульсов производится по одному каналу с помощью общего фазосдвигающего устройства, импульсы которого затем распределяются по цепям формирования запускающих импульсов для каждого из тиристоров преобразователя. Благодаря применению общего фазосдвигающего устройства одноканальная система способна обеспечить самые высокие требования в отношении симметрии управляющих импульсов. Однако из-за усложне-

ния системы управления, особенно для реверсивных преобразователей и НПЧ, одноканальный способ построения СУ менее распространен.

На систему управления возлагаются часто достаточно сложные задачи по формированию и управлению выходным напряжением вентиляного преобразователя. СУ может обеспечивать стабилизацию выходного напряжения, его изменение по необходимому закону, реверс вы-

ходного напряжения, требуемую логику включения и отключения и т. д. Способы решения задач зависят от конкретных требований в отношении управления выходным напряжением преобразователя. Схемотехнически же их решают с применением операционных усилителей (см. § 2.8), а также

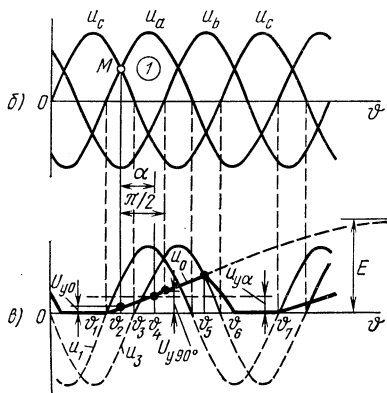
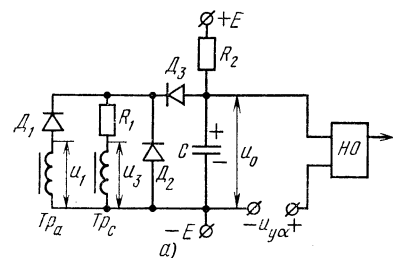


Рис. 6.38. Схема генератора опорного напряжения с диодным коммутатором (а), кривые напряжений управляющих трансформаторов (б) и опорного напряжения (в)

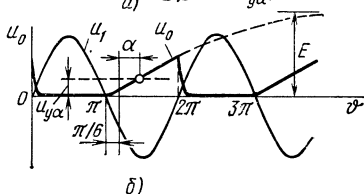
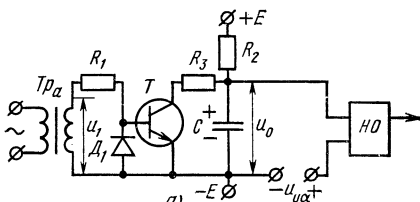


Рис. 6.39. Схема генератора опорного напряжения с транзисторным коммутатором (а), кривая опорного напряжения (б)

узлов импульсной и цифровой техники (см. гл. 3). Вместе с тем такие узлы, как генератор опорного напряжения и нулевой орган, представляющие вместе фазосдвигающее устройство, а также усилитель-формирователь являются обязательными для системы управления преобразователями рассматриваемого класса. Эти узлы рассмотрим более детально на примере типовых схем.

Генератор опорного напряжения. В качестве генераторов опорного напряжения u_0 наибольшее распространение получили генераторы с пилообразной (одно- или двуполярной) формой кривой выходного напряжения. Для получения такого сигнала предпочтение отдается способу, основан-

ному на заряде конденсатора в цепи с большой постоянной времени (рис. 6.38, *а*, 6.39, *а*), а также способу синтеза напряжения пилообразной формы из отрезков трехфазных синусоидальных напряжений (рис. 6.40, *а* — *в*).

Работу схемы рис. 6.38, *а* рассмотрим на примере формирования пилообразного напряжения канала управления тиристором *I* трехфазной мостовой схемы управляемого выпрямителя (см. рис. 6.15, *а* — *в*, 6.38, *б*, *в*).

Часть схемы рис. 6.38, *а*, которая подключена с помощью диода D_3 к конденсатору, выполняет функцию диодного коммутатора. Она управляется напряжениями вторичных обмоток маломощных трансформаторов Tr_a , Tr_c , питаемых трехфазным сетевым напряжением. Напряжения обмоток на рис. 6.38, *в* сдвинуты по фазе на 60° и подключены таким образом, чтобы обеспечивалось запирающее действие диода D_3 при положительной полярности напряжения фазы u_a трехфазного управляемого выпрямителя (см. рис. 6.38, *б*), т. е. тогда, когда должно формироваться линейно изменяющееся напряжение на конденсаторе в процессе его заряда через резистор R_2 и источник питания $+E$.

На интервале $\vartheta_1 - \vartheta_5$ (см. рис. 6.38, *в*) диод D_3 заперт благодаря превышению положительного потенциала на его катоде относительно анода (напряжения на конденсаторе u_0). На интервале $\vartheta_1 - \vartheta_3$ запирающее действие диода D_3 осуществляется напряжением u_1 трансформатора Tr_a , а на интервале $\vartheta_3 - \vartheta_5$ — напряжением u_3 трансформатора Tr_c . При запертом диоде D_3 происходит заряд конденсатора через резистор R_2 от источника питания E .

Срабатывание (переключение) нуля-органа *НО* с выдачей сигнала на формирование отпирающего импульса для тиристора *I* происходит в момент времени ϑ_4 , когда нарастающее напряжение u_0 достигает величины $u_{y\alpha}$ (см. рис. 6.38, *в*). Путем изменения управляющего напряжения от некоторого минимального значения U_{y0} до максимального значения U_{y90° осуществляется регулирование угла α в диапазоне от 0 до $\pi/2$, необходимом для работы управляемого выпрямителя. Схема способна обеспечить работу и ведомого инвертора, для которого требуется диапазон изменения угла α от $\pi/2$ до π .

В момент времени ϑ_5 напряжение на конденсаторе u_0 становится равным напряжению на обмотке трансформатора u_3 . Условие запирающего действия диода D_3 снимается, вследствие чего происходит относительно быстрый разряд конденсатора до нуля по цепи $C - D_3 - R_1 - Tr_c$. После перехода напряжения u_3 через нуль открывается диод D_2 , через который будет протекать разность токов обмотки трансформатора и резистора R_2
$$i_{D_2} = \frac{u_3}{R_1} - \frac{E}{R_2}$$
 с превышением первой составляющей над второй. Напряжение на конденсаторе до наступления очередного такта его заряда в момент времени ϑ_7 близко к нулю.

В схеме рис. 6.39, *а* функцию коммутатора выполняет транзистор *T*, работающий в ключевом режиме. Синхронизирующим напряжением является напряжение u_1 , находящееся в противофазе с напряжением u_a трехфазного мостового управляемого выпрямителя. Иными

словами, схема также предназначена для канала управления тиристором I выпрямителя.

Опорное напряжение (рис. 6.39, *а, б*) формируется на этапе закрытого состояния транзистора, когда в его базовой цепи действует напряжение u_1 отрицательной полярности. Открытый диод D_1 при этом уменьшает напряжение на базе транзистора T до величины падения напряжения на диоде, защищая тем самым транзистор от возможного пробоя его эмиттерного перехода. Благодаря большой постоянной времени заряда $\tau = CR_2$ напряжение на конденсаторе на рабочем участке, как и в предыдущей схеме, изменяется почти по линейному закону (рис. 6.39, *б*). Формирование опорного напряжения заканчивается при отпирании транзистора в момент времени 2π . Через открывшийся транзистор осуществляется разряд конденсатора до нуля в цепи с резистором R_3 . Резистор R_3 ограничивает импульс разрядного тока конденсатора до величины, допустимой для транзистора. По окончании разряда через транзистор протекает ток, равный $E/(R_2 + R_3)$, напряжение на конденсаторе $ER_3/(R_2 + R_3)$ близко к нулю, поскольку $R_2 \gg R_3$.

Преимуществом схемы с транзисторным коммутатором (рис. 6.39, *а*) против схемы с диодным коммутатором является малое потребление мощности от трансформатора, управляющего работой транзистора. В схеме рис. 6.38, *а* управление диодом D_3 связано со значительной потерей мощности, главным образом в резисторе R_1 , от протекания через него тока в контуре, образованном вторичными обмотками управляющего трансформатора и диодом D_1 . Зато схема с диодным коммутатором обеспечивает большую длительность рабочего участка в опорном напряжении. При соответствующем выборе постоянной времени $\tau = CR_2$ длительность пилообразного напряжения может достигнуть 220° , в то время как в схеме рис. 6.39, *а* она не превышает 180° . Однако при необходимости это свойство может быть придано и схеме с транзисторным коммутатором путем питания его входной цепи от вторичных обмоток двух трансформаторов, сдвинутых, как и в схеме рис. 6.38, *а*, на 60° .

Анализ обеих схем был проведен без учета влияния входной цепи нуль-органа. В ряде случаев влияние нуль-органа проявляется в том, что при срабатывании в момент равенства $u_0 = u_{y\alpha}$ нуль-орган создает шунтирующую цепь для конденсатора. Вследствие шунтирующего действия нуль-органа после его срабатывания напряжение на конденсаторе остается близким к напряжению $u_{y\alpha}$ до наступления момента полного разряда до нуля через коммутатор.

Обе схемы широко используются в СУ управляемых выпрямителей и ведомых инверторов. В реверсивных преобразователях, а также в НПЧ они не нашли применения, поскольку для последних переход от диапазона изменения угла $\alpha = 0 \div 90^\circ$ к диапазону $\alpha = 90 \div 180^\circ$ должен сопровождаться изменением знака управляющего напряжения $u_{y\alpha}$. Иными словами, от генератора здесь требуется двуполярная кривая опорного напряжения с обеспечением $\alpha = 90^\circ$ при $u_{y\alpha} = 0$. Если к тому же кривая опорного напряжения будет симметричной, то фазосдвигающее устройство позволит осуществить во всем

диапазоне изменения угла α требуемый режим согласованного управления входящими в эти преобразователи двумя тиристорными группами, т. е. $\alpha_1 + \alpha_{11} = 180^\circ$.

На рис. 6.40, а приведена схема генератора опорного напряжения, используемая в СУ реверсивных тиристорных преобразователей. Принцип ее работы основан на синтезе двуполярного линейно изменяющегося напряжения из отрезков трехфазных синусоидальных напряжений (рис. 6.40, б). В схему входят три однофазных трансформатора Tr_a , Tr_b , Tr_c , первичные обмотки которых соединены звездой и подключены к трехфазному напряжению питающей сети. Схема соединения вторичных обмоток на рис. 6.40, а показана для генератора канала управления тиристором 1 одной из тиристорных групп преобразователя (рис. 6.40, б).

В соответствии со схемой соединения вторичных обмоток трансформаторов опорное напряжение определяется суммой напряжений: полуволны напряжения $u_{1(-)}$ трансформатора Tr_a отрицательной полярности, напряжения u_2 трансформатора Tr_b , находящегося в противофазе с фазным напряжением u_b питающей сети, и напряжения $u_{3(+)}$ трансформатора Tr_c положительной полярности.

Потребляемый от генератора ток мал. Поэтому для уменьшения сопротивления прямому току диодов D_1 , D_2 , служащих для выделения необходимой полярности напряжений вторичных обмоток трансформаторов Tr_a , Tr_c , в их цепи включены балластные нагрузочные резисторы R_1 , R_2 .

Вид результирующей кривой опорного напряжения показан на рис. 6.40, в. Кривая симметрична относительно горизонтальной оси. Закон изменения во времени напряжения близок к линейному на интервале $4\pi/3$. Углу $\alpha = 90^\circ$ соответствует сигнал $u_{y\alpha} = 0$.

Как известно, в реверсивном тиристорном преобразователе работе одной тиристорной группы в режиме выпрямления отвечает согласованный режим инвертирования другой тиристорной группы. В их системах управления, обычно выполняемых по многоканальному способу, схемы генераторов каналов управления одноименными тири-

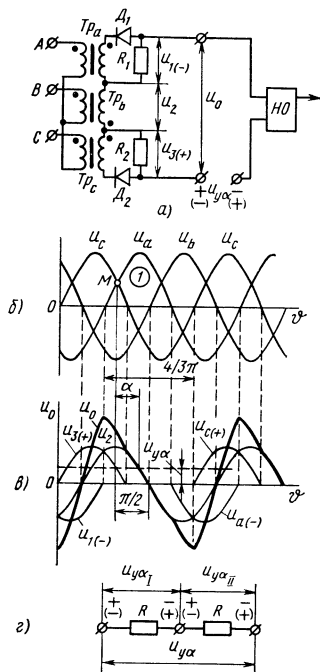


Рис. 6.40. Схема генератора опорного напряжения с синтезированием пилообразного напряжения (а); кривые напряжений выходных обмоток трансформатора (б) и опорного напряжения (в); получение управляющих напряжений для СУ двух тиристорных групп преобразователей (г)

сторонами двух групп однотипны. Необходимые значения углов α_1 и α_{11} при их связи $\alpha_1 + \alpha_{11} = 180^\circ$ задаются управляющими напряжениями $u_{y\alpha_1}$ и $u_{y\alpha_{11}}$, одинаковыми по величине, но противоположными по знаку. Управляющие напряжения для фазосдвигающих устройств систем управления двух тиристорных групп создаются с помощью делителя напряжений (рис. 6.40, з). Команде на реверс соответствует изменение полярности управляющего сигнала $u_{y\alpha}$, что вызывает изменение полярности напряжений $u_{y\alpha_1}$ и $u_{y\alpha_{11}}$, а следовательно, и изменение режима работы тиристорных групп.

Нуль-орган. Простейшей схемой нуль-органа может служить усилительный каскад на транзисторе с общим эмиттером, работающий в ключевом режиме. Формирование выходного импульса происходит при изменении состояния транзистора после достижения равенства $u_o = u_{y\alpha}$. Пример такой схемы нуль-органа приведен на рис. 6.41.

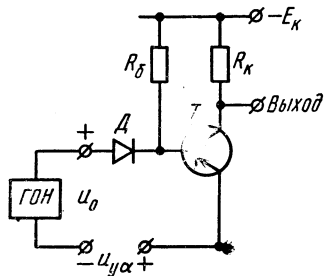


Рис. 6.41. Простейшая схема нуль-органа

При $u_o < u_{y\alpha}$ диод D заперт обратным напряжением, равным $u_{y\alpha} - u_o$. Транзистор T открыт, напряжение на выходе нуль-органа близко к нулю. Открытое состояние транзистора создается протеканием тока базы через резистор $R_б$. Повышение напряжения u_o до уровня $u_{y\alpha}$ вызывает отпирание диода D и запираание транзистора T .

К транзистору прикладывается напряжение, близкое к $-E_{к}$, что свидетельствует о появлении сигнала на выходе нуль-органа. Возможно также построение входной цепи нуль-органа, при котором режиму срабатывания отвечает переход транзистора из закрытого состояния в открытое.

На практике для уменьшения порога срабатывания и фронта нарастания напряжения на выходе схему нуль-органа выполняют в виде двух- или трехкаскадного усилителя с импульсным режимом работы транзисторов. Существенное повышение чувствительности дает применение нуль-органа (компаратора) на операционном усилителе (см. рис. 3.5, а, в).

Сигналом для последующих узлов формирования управляющих импульсов тиристора преобразователя может служить перепад напряжений на выходе нуль-органа или короткий импульс, получаемый после дифференцирования.

Усилитель-формирователь. Мощность сигнала, получаемого с выхода фазосдвигающего устройства, обычно невелика. Усилитель-формирователь предназначен для усиления и формирования импульсов перед их подачей в цепь управляющего электрода силового тиристора. В общем случае схему усилителя-формирователя можно представить в виде выходного формирователя импульсов, синхронизированного сигналом от нуль-органа. Отпирающие импульсы с выхода

формирователя передаются в цепь управляющего электрода силового тиристора обычно с помощью импульсного трансформатора. Последний предназначен для исключения потенциальной связи между тиристором, находящимся под потенциалом силовой схемы, и системой управления, являющейся низковольтным устройством.

Построение схемы усилителя-формирователя зависит от требований, предъявляемых к параметрам отпирающих импульсов, в частности к их длительности и мощности.

Необходимая длительность управляющих импульсов зависит от типа схемы преобразователя и характера нагрузки. Так, в трехфазном мостовом управляемом выпрямителе контур тока нагрузки со-

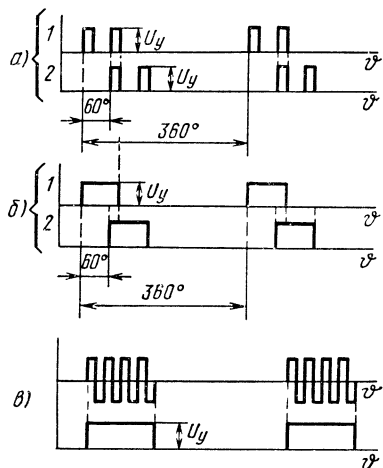


Рис. 6.42. Формы сигналов управления тиристорами преобразователя

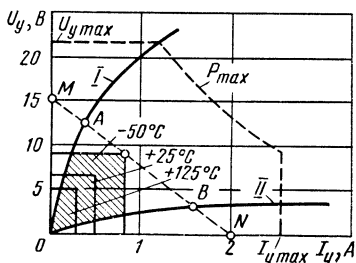


Рис. 6.43. Диаграмма управления тиристором

здается двумя тиристорами, один из которых расположен в катодной группе, а другой — в анодной. Для данного выпрямителя требуется обеспечить присутствие отпирающих импульсов одновременно на двух следующих по порядку работы тиристорах: 1 и 2, 2 и 3, 3 и 4 и т. д. Это необходимо для осуществления его пуска и создания работоспособности в режиме прерывистых токов, когда ток нагрузки уменьшается до нуля к моменту отпирания очередного тиристора. Задачу решают подачей сдвоенных управляющих импульсов со сдвигом в 60° либо импульсов длительности, превышающей 60° (рис. 6.42, а, б). Сдвоенные импульсы получают, например, путем подачи на блок усилителя-формирователя помимо сигнала от фазосдвигающего устройства данного тиристора также сигнала от фазосдвигающего устройства тиристора, вступающего в работу через 60° .

Широкие управляющие импульсы могут быть равны интервалу проводимости силового тиристора ψ (для трехфазной мостовой схемы $\psi = 2\pi/3$) или быть меньше ψ . В первом случае начало формирования отпирающего импульса для силового тиристора связывают с поступлением сигнала от его фазосдвигающего устройства, а окончание формирования — с поступлением сигнала от фазосдвигающего устройства тиристора, вступающего в работу через 120° (тиристора

той же анодной или катодной группы). Во втором случае длительность управляющих импульсов определяется параметрами формирующей схемы усилителя-формирователя.

В преобразователях, предназначенных для работы на якорь двигателя постоянного тока, применяют в основном сдвоенные узкие импульсы длительностью $7\text{--}10^\circ$ ($400\text{--}550$ мкс), а в преобразователях, предназначенных для работы на обмотки возбуждения электрических машин (постоянного тока или синхронных), — широкие импульсы длительностью $70\text{--}120^\circ$ ($3,9\text{--}6,6$ мс).

Управление широкими импульсами создает специфику в построении схемы усилителя-формирователя, обусловливаемую трудностью передачи широких импульсов в цепь управляющего электрода силового тиристора через импульсный трансформатор. Задачу решают путем передачи через выходной трансформатор пакета двуполярных импульсов требуемой длительности с последующим их выпрямлением перед подачей в цепь управления тиристора (рис. 6.42, в). Частоту следования импульсов в пакете выбирают $5\text{--}10$ кГц, что позволяет использовать малогабаритный трансформатор.

Выходной формирователь импульсов рассчитывают на создание управляющего напряжения U_y между управляющим электродом и катодом тиристора для обеспечения нужного тока управляющего электрода из условия надежного отпирания используемых тиристорov. Необходимые данные получают из диаграммы управления тиристором, приводимой в каталогах и справочниках.

Диаграмма управления тиристором показана на рис. 6.43. Область гарантированного отпирания тиристора расположена между граничными кривыми *I* и *II*. Кривая *I* соответствует входной характеристике прибора с максимальным входным сопротивлением, а кривая *II* — входной характеристике прибора с минимальным входным сопротивлением (для прибора того же типа). Координаты точек, отвечающие значениям напряжения U_y и тока I_y , при которых происходит отпирание всех тиристорov данного типа (с учетом разброса их параметров), лежат в пределах заштрихованной области. Границы этой области обычно приводятся для максимальной, минимальной и комнатной температур. На диаграмме проводятся линии максимально допустимых значений напряжения $U_{y\text{max}}$ и тока $I_{y\text{max}}$, а также кривая допустимой по режиму нагрева мощности, рассеиваемой в управляющем переходе прибора.

Очевидно, отпирание используемого тиристора будет обеспечено, если внешняя характеристика выходного формирователя (прямая *MN*) будет проходить над областью значений напряжения и тока управляющего электрода, соответствующих отпиранию. Так как внутреннее сопротивление выходного формирователя обычно мало, его внешняя характеристика определяется дополнительно вводимым в цепь управляющего электрода ограничительным резистором R_y . Точка *M* определяет напряжение $U_{\text{вых}}$ вторичной обмотки трансформатора выходного формирователя в режиме холостого хода (при отключенной от нее цепи управления тиристором). Точка *N* характеризует режим короткого замыкания участка управляющий электрод —

катод тиристора. Ей соответствует ток $I = U_{\text{вых}}/R_y$. Участок AB внешней характеристики определяет возможные значения напряжения и тока цепи управляющего электрода при отпирании тиристорov данного класса с учетом существующего разброса по входным характеристикам. Точке B отвечает наибольший потребляемый ток от выходного формирователя, в связи с чем на этот ток и производят его расчет.

Выходные формирователи импульсов выполняют на транзисторах и маломощных тиристорах. Транзисторные формирователи применяют для создания запускающего тока до 5 А. Тиристорные формирователи используют преимущественно в СУ преобразователей с групповым соединением силовых тиристорov (последовательным, параллельным или последовательно - параллельным), когда амплитуда выходного тока составляет десятки ампер.

Транзисторные формирователи строят по схеме усилителя с трансформаторным выходом. Схемы таких усилителей помимо выходного транзисторного формирователя с трансформаторным выходом содержат предварительный формирователь импульсов требуемой длительности (обычно одновибратор), запускаемый от нуля-органа. Связь транзисторного формирователя с одновибратором осуществляется посредством одного или нескольких каскадов усиления импульсов.

Указанные схемы выходных формирователей создают напряжение и ток управляющей цепи силового тиристора прямоугольной формы. Однако более рациональной считается форма управляющего сигнала, показанная на рис. 6.44, в. Большой по величине, но небольшой по длительности (50—100 мкс) начальный импульс обеспечивает надежное отпирание тиристора при малом времени протекания процесса и малых потерях энергии в тиристоре при переключении его из закрытого в открытое состояние. Далее импульс продолжается на меньшем уровне, необходимом для поддержания тиристора в открытом состоянии.

При такой форме импульса помимо сокращения потерь энергии в тиристоре при переключении (за счет крутого нарастания управляющего тока) существенно уменьшается мощность потерь от управля-

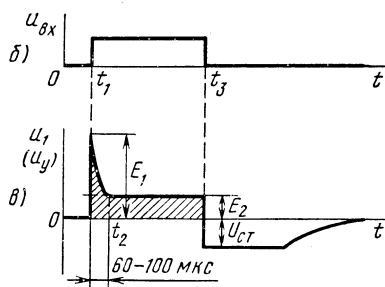
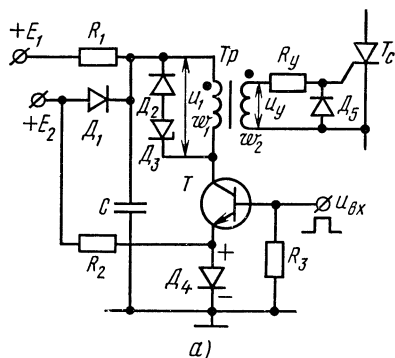


Рис. 6.44. Схема транзисторного формирователя импульсов (а), форма сигнала на входе (б), кривая выходного напряжения (в)

щего тока, а также мощность выходного формирователя. Вследствие уменьшения (в 1,5—2 раза) импульса на его горизонтальном участке упрощается и задача передачи через трансформатор импульсов большой длительности.

Схема транзисторного формирователя с указанной формой кривой управляющего напряжения приведена на рис. 6.44, а. Она представляет собой усилительный каскад на транзисторе с трансформаторным выходом, питающийся от двух источников с неодинаковой величиной напряжения ($E_1 > E_2$).

В исходном состоянии транзистор T закрыт. Запирание осуществляется по цепи его эмиттера за счет падения напряжения на диоде D_4 от протекания тока по цепи источник питания $+E_2$ — резистор R_2 . Исходному состоянию транзистора соответствует закрытое состояние диода D_1 , поскольку напряжение на конденсаторе C , равное $+E_1$, превышает напряжение E_2 .

Отпирающее транзистор напряжение (рис. 6.44, б) является усиленным сигналом одновибратора, запускаемого от нуля-органа фазосдвигающего устройства. Длительность входного импульса задается одновибратором в соответствии с требованием к управляющему импульсу формирователя.

Поступающий в момент времени t_1 входной импульс вызывает отпирание транзистора T . Открытые транзистор T и диод D_4 подключают конденсатор C к первичной обмотке выходного трансформатора, вследствие чего возникает процесс разряда конденсатора на нагрузочную цепь вторичной обмотки (управляющую цепь силового тиристора). Благодаря наличию резистора R_1 напряжение на конденсаторе C после момента времени t_1 уменьшается, что вызывает снижение напряжения u_1 на первичной и напряжения u_y на вторичной обмотках трансформатора. Управляющее напряжение связано с напряжением u_1 соотношением $u_y = u_1/n$, где $n = \omega_1/\omega_2$ — коэффициент трансформации трансформатора.

При уменьшении напряжения на конденсаторе C до величины E_2 диод D_1 открывается, создавая цепь питания формирователя от более низкого напряжения источника E_2 . Величина напряжения E_2 (без учета падения напряжения на транзисторе и диоде D_4) определяет после момента времени t_2 напряжение u_1 на первичной обмотке и напряжение $u_y = E_2/n$ на управляющей обмотке трансформатора.

Окончание в момент времени t_3 входного импульса вызывает запирание транзистора и окончание формирования управляющего импульса. После указанного момента времени следует этап восстановления исходного состояния схемы. Он сопровождается зарядом конденсатора C до напряжения E_1 и уменьшением тока намагничивания трансформатора до нуля. Ток намагничивания замыкается по цепи первичной обмотки трансформатора через диод D_2 и стабилитрон D_3 . Индуцируемое при этом в первичной обмотке напряжение отрицательной полярности ограничивается с помощью стабилитрона на уровне $U_{ст}$ (рис. 6.44, в), что защищает транзистор от перенапряжения. Для исключения подачи напряжения отрицательной полярности на управ-

ляющий электрод тиристора его управляющую цепь шунтируют диодом D_5 . Эта же задача может быть решена включением диода последовательно с ограничительным резистором R_y .

Из тиристорных формирователей преимущественное распространение получили схемы, основанные на использовании для создания управляющего импульса энергии предварительно заряженного конденсатора. Пример такой схемы приведен на рис. 6.45.

Предварительный заряд конденсатора C осуществляется через резистор R и диод D при положительной полярности напряжения на вторичной обмотке питающего трансформатора Tr_1 . Конденсатор заряжается до амплитудного значения напряжения. Формирование выходного импульса происходит во время действия напряжения отрицательной полярности на вторичной обмотке того же трансформатора, т. е. когда диод D закрыт. Для формирования выходного импульса на тиристор T подают отпирающий импульс, синхронизированный сигналом нуль-органа фазосдвигающего устройства. При отпирании тиристора конденсатор разряжается на нагрузочную цепь вторичной обмотки импульсного трансформатора Tr_2 . Кривая управляющего напряжения приобретает форму импульса, задний фронт которого характеризуется экспонентой разряда конденсатора с постоянной времени, определяемой емкостью C и сопротивлением цепи управления силового тиристора T_c , приведенным к первичной обмотке трансформатора Tr_2 . Запирание тиристора T происходит после спадания до нуля разрядного тока конденсатора.

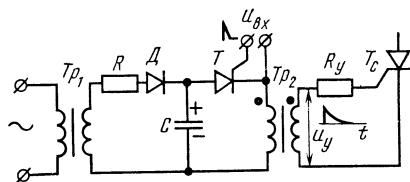


Рис. 6.45. Схема тиристорного формирователя управляющих импульсов

Асинхронные системы импульсно-фазового управления

В рассмотренных синхронных системах управления момент получения управляющего импульса (т. е. угол управления α) отсчитывается от некоторой точки напряжения питающей сети (например, от момента его перехода через нуль). Такая синхронизация от напряжения питающей сети осуществляется посредством генератора опорного напряжения. Начало отсчета угла α либо совпадает с моментом синхронизации, либо сдвинуто относительно него на некоторый постоянный фазовый угол.

В асинхронных системах управления связь во времени управляющих импульсов с соответствующими точками напряжения питающей сети играет вспомогательную роль, например служит для ограничения минимальных и максимальных значений углов управления α . Сами же управляющие импульсы получают без синхронизации узлов системы управления напряжением сети переменного тока. Фазосдвигающее устройство, принципиально необходимое для синхронных систем, здесь отсутствует.

Требуемый угол α управления тиристорами в асинхронных системах создается как результат регулирования интервалов между импульсами (частоты их следования) в замкнутой системе с преобразователем или его нагрузкой.

Принцип построения асинхронной системы управления для трехфазного мостового управляемого выпрямителя иллюстрирует функциональная схема рис. 6.46. Необходи-

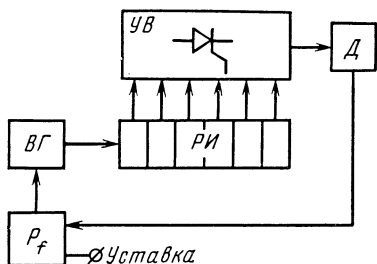


Рис. 6.46. Функциональная схема асинхронной системы управления преобразователями

мые для этой схемы шесть выходных каналов управляющих импульсов с фазовым сдвигом между ними в соседних каналах в 60° получают от распределителя импульсов $РИ$, запускаемого от ведущего генератора $ВГ$ регулируемой частоты. Изменение частоты $ВГ$ осуществляется напряжением регулятора $Р_f$ под действием напряжения уставки и напряжения датчика $Д$ регулируемого параметра (напряжения или тока преобразователя, частоты вращения якоря двигателя и т. д.). Сигналом датчика в схеме обратная связь по регулируемому

параметру.

Благодаря наличию отрицательной обратной связи в схеме автоматически создаются углы управления α , обеспечивающие в соответствии с уставкой требуемые значения регулируемого параметра преобразователя или его нагрузки.

Асинхронные системы управления преобразователями применяют при существенных искажениях напряжения питающей сети, в частности при значительной несимметрии трехфазных напряжений по величине и фазе. Использование в таких условиях синхронной системы невозможно ввиду получающейся недопустимой асимметрии в углах α по каналам управления тиристорами. Наиболее распространены асинхронные СУ в преобразователях, потребляющих мощность, соизмеримую с мощностью питающей сети.

§ 6.12. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПЕРЕМЕННОГО НАПЯЖЕНИЯ

Построение регулируемых преобразователей переменного напряжения основывается на использовании полупроводникового коммутатора, функцию которого чаще всего выполняют два включенных встречно-параллельно тиристора в цепи с питающим переменным напряжением и нагрузкой. В таких устройствах применяют фазовые, ступенчатый, фазоступенчатый, широтно-импульсный на пониженной частоте и другие методы регулирования переменного напряжения.

Фазовые методы регулирования переменного напряжения. Фазовые методы регулирования базируются на управлении действующим значением переменного напряжения на нагрузке путем изменения длительности открытого состояния одного из включенных встречно-па-

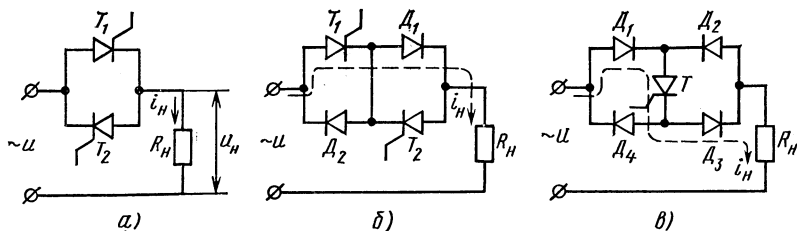


Рис. 6.47. Схема преобразователя переменного напряжения (а) и ее варианты: с диодами, шунтирующими тиристоры в обратном направлении (б), и общим тиристором (в)

раллельно тиристорам (рис. 6.47, а) в течение полупериода частоты сети.

Фазовое регулирование возможно с отстающим углом управления α (рис. 6.48, а), с опережающим углом управления α (рис. 6.48, в) либо с тем и другим (двустороннее фазовое регулирование, рис. 6.48, г). Диаграммы напряжений и токов, показанные на рис. 6.48 для однофазных преобразователей переменного напряжения, соответствуют чисто активной нагрузке. Фазовое регулирование преобразователей переменного напряжения аналогично принципу фазового регулирования управляемых выпрямителей. Отличие обусловливается схемой соединения тиристоров в этих преобразователях, вследствие чего участки синусоид переменного напряжения, составляющие кривую выходного напряжения в управляемых выпрямителях, являются однополярными.

При способе регулирования, соответствующем рис. 6.48, а, запирание тиристоров осуществляется после достижения точек π , 2π , 3π ,... (рис. 6.48, б) за счет изменения полярности переменного напряжения питания по окончании каждого полупериода (естественная коммутация). При способе регулирования, соответствующем рис. 6.48, в, г, запирание тиристоров необходимо производить до окончания те-

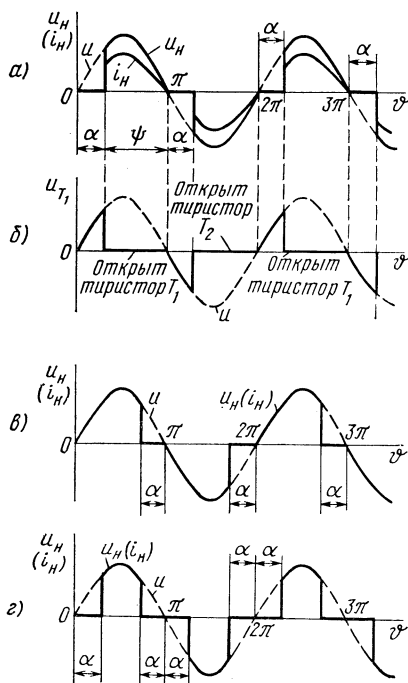


Рис. 6.48. Временные диаграммы, иллюстрирующие фазовые методы регулирования переменного напряжения:

а, б — напряжения и тока нагрузки, а также напряжения на тиристоре при отстающем угле управления α ; в — напряжения и тока нагрузки при опережающем угле управления α ; г — напряжения и тока нагрузки при двустороннем фазовом регулировании

кущей полуволны напряжения питания. Это возможно только за счет принудительной коммутации тиристора. Задачу решают введением в схему узлов принудительной коммутации либо заменой однооперационных тиристоров на двухоперационные.

Характер зависимости действующего значения напряжения на нагрузке от угла α (регулирующую характеристику) для фазового регулирования с отстающим и опережающим углами управления α (рис. 6.48, а, в) находят соответственно из соотношений

$$U_H = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (V\sqrt{2} U)^2 \sin^2 \vartheta d\vartheta}, \quad U_H = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi-\alpha} (V\sqrt{2} U)^2 \sin^2 \vartheta d\vartheta},$$

или в относительных единицах при чисто активной нагрузке

$$U_H/U = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right)}, \quad (6.103)$$

где U — действующее значение переменного напряжения на входе ($U = U_1$ при отсутствии и $U = U_2$ при наличии входного трансформатора), равное выходному напряжению при $\alpha = 0$.

Аналогичную зависимость для двустороннего фазового регулирования (рис. 6.48, г) находят из выражения

$$U_H = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} (V\sqrt{2} U)^2 \sin^2 \vartheta d\vartheta},$$

откуда

$$U_H/U = \sqrt{\frac{1}{\pi} (\pi - 2\alpha + \sin 2\alpha)}. \quad (6.104)$$

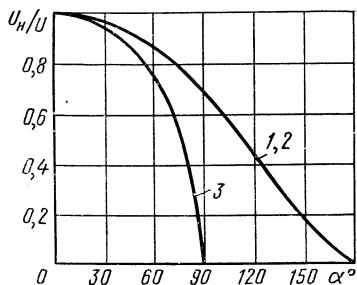


Рис. 6.49. Регулировочные характеристики при фазовых методах регулирования переменного напряжения:

1, 2 — при отстающем и опережающем углах управления α ; 3 — при двустороннем фазовом регулировании

Регулировочные характеристики, построенные по выражениям (6.103) и (6.104), приведены на рис. 6.49.

При рассматриваемых способах регулирования в случае чисто активной нагрузки кривые тока, потребляемого от сети, и тока i_H совпадают по форме с кривой напряжения u_H и при $\alpha > 0$ отличны от синусоиды. Иными словами, для этих преобразователей, как и для выпрямителей, важное значение имеет оценка эффективности потребления мощности от сети — коэффициент мощности $\lambda = k \cos \varphi$ (см. § 6.7). Коэффициент искажения k отражает

отличие формы кривой тока от синусоиды. Параметр φ характеризует угол сдвига первой гармоники потребляемого тока от кривой напряжения питающей сети. Для способа регулирования в соответствии с рис. 6.48, *а* первая гармоника тока имеет отстающий угол сдвига относительно напряжения, а в соответствии с рис. 6.48, *в* — опережающий. Для обоих этих способов коэффициент сдвига и коэффициент искажения определяются соотношениями

$$\cos \varphi = \frac{\pi - \alpha + 0,5 \sin 2\alpha}{\sqrt{(\pi - \alpha)^2 + (\pi - \alpha) \sin 2\alpha + \sin^2 \alpha}}, \quad (6.105)$$

$$k = \sqrt{\frac{(\pi - \alpha)^2 + (\pi - \alpha) \sin 2\alpha + \sin^2 \alpha}{\pi \cdot \pi - \alpha + 0,5 \sin 2\alpha}}. \quad (6.106)$$

При двустороннем фазовом регулировании (см. рис. 6.48, *з*) $\varphi = 0$ и $\cos \varphi = 1$, а коэффициент искажения

$$k = \sqrt{(\pi - 2\alpha + \sin 2\alpha) / \pi}. \quad (6.107)$$

Расчет коэффициента мощности с использованием соотношений (6.105)—(6.107) дает

$$\lambda = U_n / U, \quad (6.108)$$

т. е. в одиночных преобразователях переменного напряжения независимо от используемого метода фазового регулирования коэффициент мощности равен относительному напряжению на нагрузке и связан с ним линейной зависимостью (кривая 1 на рис. 6.50). Одинаковый коэффициент мощности для рассматриваемых методов фазового регулирования получается за счет больших искажений кривой тока i_n на рис. 6.48, *з*, чем на рис. 6.48, *а*, *в*, т. е. за счет меньшего коэффициента k .

Для увеличения коэффициента λ регулирование мощности потребителя осуществляют, когда это возможно (например, при работе на нагревательные сопротивления электропечей), от группы преобразователей, питающихся от общей сети. Повышение коэффициента мощности объясняется тем, что токи основных и высших гармонических, создаваемые в питающей сети отдельными преобразователями, суммируются геометрически, в связи с чем фазовый сдвиг суммарной основной гармоники по отношению к напряжению питания и суммарные амплитуды высших гармонических получаются меньшими, чем при одном преобразователе, работающем на полную мощность. Существенный эффект при этом достигается за счет комбинации рассмотренных способов регулирования. Указанное иллюстрируется кривой 2 на рис. 6.50 для двух преобразователей при управлении по законам, соответствующим рис. 6.48, *а*, *в*.

Наличие индуктивности в цепи нагрузки вносит отличие в характер изменения тока нагрузки и напряжения. Влияние индуктивности рассмотрим при фазовом методе регулирования с отстающим углом отпираания тиристоров (см. рис. 6.48, *а*). Схема преобразователя с

RL -нагрузкой и временные диаграммы, поясняющие его работу, приведены на рис. 6.51, $a - z$.

При чисто активной нагрузке ток i_H достигает нулевого значения при переходе напряжения питания через нуль (см. рис. 6.48, a). Интервал проводимости тиристоров $\psi = \pi - \alpha$. Вид кривой $i_H(\vartheta)$ совпадает с кривой $u_H(\vartheta)$. Индуктивность L_H замедляет нарастание тока i_H при отпирании тиристоров и препятствует его уменьшению при снижении напряжения u (рис. 6.51, b). Ток i_H продолжает протекать через нагрузку и после перехода напряжения питания через нуль, достигая нулевого значения спустя интервал δ в пределах очередной полуволны напряжения u . Интервал проводимости тиристоров увеличивается на угол δ , т. е. $\psi = \pi - \alpha + \delta$. За счет увеличения интервала проводимости тиристоров в кри-

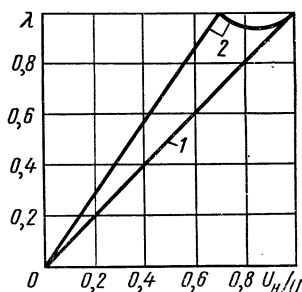


Рис. 6.50. Зависимость коэффициента мощности преобразователя переменного напряжения от относительного напряжения на нагрузке:

1 — для одиночных преобразователей; 2 — при комбинации способов регулирования для двух преобразователей

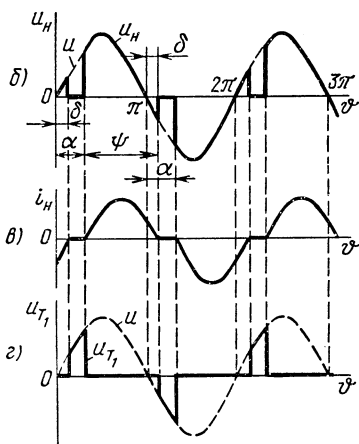
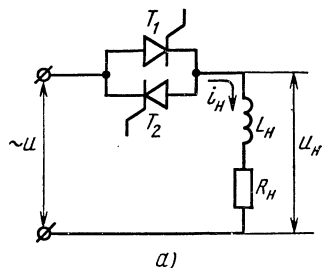


Рис. 6.51. Схема преобразователя переменного напряжения с индуктивностью в цепи нагрузки (a) и его временные диаграммы ($b - z$)

вой u_H , так же как в управляемых выпрямителях, появляются дополнительные участки напряжения u (рис. 6.51, b), отсутствовавшие при чисто активной нагрузке. Интервал паузы в кривой выходного напряжения сокращается до значения $\alpha - \delta$. Указанное приводит к изменению и формы кривой напряжения на тиристоре (рис. 6.51, z). Действующее значение напряжения на нагрузке, определяемое по формуле

$$U_H = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\delta} (V\sqrt{2} U)^2 \sin^2 \vartheta d\vartheta},$$

В относительных единицах дает

$$\frac{U_H}{U} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\pi - (a - \delta) + \frac{1}{2} \sin 2\alpha - \frac{1}{2} \sin 2\delta \right]}. \quad (6.109)$$

Ток в нагрузке на интервале проводимости каждого тиристора φ находят из анализа переходного процесса, обусловленного отпиранием тиристора. Его можно определить в виде суммы двух составляющих: принужденной и свободной. Принужденная составляющая тока $i_{H.пр}$ отстает на угол $\varphi = \arctg \frac{\omega L_H}{R_H}$ от напряжения питания

$u = \sqrt{2}U \sin \omega t = \sqrt{2}U \sin \vartheta$. Ей соответствует соотношение

$$i_{H.пр} = \frac{\sqrt{2} U}{\sqrt{R_H^2 + \omega^2 L_H^2}} \sin(\vartheta - \varphi). \quad (6.110)$$

Свободная составляющая тока спадает по экспоненциальному закону:

$$i_{H.св} = A e^{-\frac{\vartheta - \alpha}{\omega \tau}} \quad (6.111)$$

с постоянной времени $\tau = L_H / R_H = \operatorname{tg} \varphi / \omega$.

В момент времени $\vartheta = \alpha$ сумма принужденной и свободной составляющих, определяющая ток i_H , равна нулю:

$$\frac{\sqrt{2} U}{\sqrt{R_H^2 + \omega^2 L_H^2}} \sin(\alpha - \varphi) + A = 0,$$

откуда определяем коэффициент A :

$$A = -\frac{\sqrt{2} U}{\sqrt{R_H^2 + \omega^2 L_H^2}} \sin(\alpha - \varphi). \quad (6.112)$$

С учетом выражений (6.110), (6.111) находим

$$i_H = \frac{\sqrt{2} U}{\sqrt{R_H^2 + \omega^2 L_H^2}} \left[\sin(\vartheta - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{(\vartheta - \alpha)}{\operatorname{tg} \varphi}} \right]. \quad (6.113)$$

При чисто активной нагрузке ($L_H = 0$, $\varphi = 0$, $\operatorname{tg} \varphi = 0$) соотношение (6.113) приводится к виду

$$i_H = \frac{\sqrt{2} U}{R_H} \sin \vartheta,$$

т. е. кривая тока i_H на интервале проводимости тиристорov определяется синусоидой напряжения питания (см. рис. 6.48, а).

После подстановки в (6.113) значения $\vartheta = \pi + \delta$, соответствующего току $i_H = 0$ (рис. 6.51, б, в), получаем уравнение

$$\sin(\delta - \varphi) + \sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{\pi + \delta - \alpha}{\operatorname{tg} \varphi}} = 0, \quad (6.114)$$

которое может быть использовано для определения угла δ .

При активно-индуктивной нагрузке преобразователя представляет интерес определение так называемого критического значения угла управления

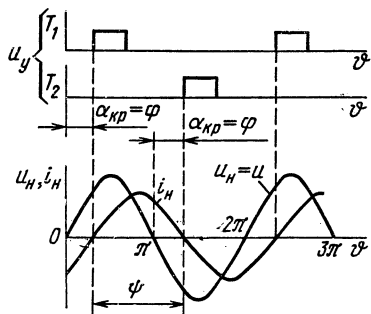


Рис. 6.52. Временные диаграммы, иллюстрирующие работу преобразователя переменного напряжения при критическом значении угла управления

а $\alpha = \alpha_{кр}$, при котором интервалы проводимости тока δ полностью занимают интервалы α . В этом случае (рис. 6.52) ток i_n падает до нуля в момент времени $\vartheta = \pi + \alpha$ (т. е. момент записывания одного тиристора совпадает во времени с моментом отпирания другого тиристора), паузы в кривой тока i_n и напряжения u_n отсутствуют и длительность проводящего состояния каждого тиристора ϕ становится равной 180° . Из уравнения (6.114) следует, что такой режим имеет место

$$\text{при } \alpha = \alpha_{кр} = \varphi = \delta = \operatorname{arctg} \frac{\omega L_n}{R_n}.$$

Действующее значение напряжения на нагрузке максимально и относительная его величина согласно соотношению (6.109) равна единице. Кривая тока i_n становится непрерывной и синусоидальной. В соответствии с выражением (6.113) при $\alpha = \alpha_{кр}$ имеем

$$i_n = \frac{\sqrt{2} U}{\sqrt{R_n^2 + \omega^2 L_n^2}} \sin(\vartheta - \varphi). \quad (6.115)$$

Очевидно, аналогичный режим работы будет и при углах $\alpha_{кр} > \alpha > 0$. Диапазон углов α от нуля до $\alpha_{кр}$ характеризует неуправляемую зону преобразователя, где изменение угла α не вызывает изменения действующего значения напряжения на нагрузке и ее тока. Для осуществления нормальной работы схемы в этой зоне (создания непрерывного тока нагрузки) необходимо подавать на тиристоры управляющие импульсы достаточной длительности (рис. 6.52), чтобы при малых углах $\alpha < \alpha_{кр}$ они перекрывали по длительности момент перехода тока нагрузки через нуль. В противном случае отпирательный импульс для очередного тиристора закончится раньше, чем прекратится ток в параллельном ему тиристоре, и тиристор не сможет открыться — произойдет пропуск его отпирания. Исходя из наименьшего угла $\alpha = 0$ длительность отпирательных импульсов должна быть не меньше φ .

Проведенный анализ работы схемы рис. 6.47, а может быть перенесен и на один из ее вариантов (см. рис. 6.47, б). В схеме рис. 6.47, б используются дополнительные диоды D_1, D_2 , включенные встречно-параллельно тиристорам, в связи с чем обратное напряжение на ти-

ристорах в процессе работы близко к нулю. Это позволяет облегчить требования к выбору тиристоров по напряжению, так как он будет проводиться только по максимальному значению прямого напряжения. Ток нагрузки соответствующего направления протекает в данной схеме через последовательно включенные тиристор и диод. Кривая обратного напряжения на диоде при регулировании имеет тот же вид, что и кривая обратного напряжения одноименного тиристора в схеме рис. 6.47, *а*.

В схеме рис. 6.47, *в* используется только один управляемый вентиль. Ток нагрузки протекает через три последовательно включенных вентиля (тиристор T и два накрест лежащих диода). Ввиду наличия диодов $D_1 - D_4$ на тиристоре T будет действовать напряжение прямого смещения независимо от полярности полуволны напряжения u , в связи с чем запирание тиристора (и соответственно применение схемы) возможно только при чисто активной нагрузке; оно осуществляется за счет уменьшения до нуля тока i_n в моменты перехода напряжения u через нуль. При наличии индуктивности в цепи нагрузки схема теряет способность фазового регулирования, поскольку моментам перехода тока через нуль будет соответствовать напряжение прямого смещения на тиристоре и тиристор будет находиться в состоянии непрерывной проводимости тока независимо от угла управления α . Ток i_n будет иметь синусоидальную форму согласно зависимости (6.115).

Схемы трехфазных преобразователей переменного напряжения с фазовым регулированием выполняют по аналогии с однофазными. Наиболее распространенные варианты схем трехфазных преобразователей приведены на рис. 6.53, *а — г*.

В схеме рис. 6.53, *а* питание осуществляется от трехфазного напряжения с нулевым проводом. Элементы трехфазной нагрузки с включенными встречно-параллельно тиристорами соединены звездой. В схеме рис. 6.53, *б* три звена трехфазной системы соединены треугольником. Трехфазные преобразователи, выполненные по этим схемам, состоят из трех рассмотренных ранее однофазных схем при питании от напряжений, имеющих фазовый сдвиг в 120° . Питание отдельных преобразователей в схеме рис. 6.53, *а* осуществляется фазным напряжением, а в схеме рис. 6.53, *б* — линейным. Работа преобразователей каждой фазы при фазовом регулировании не зависит от процессов, протекающих в двух других фазах.

Преобразователь на рис. 6.53, *в* выполнен по схеме, аналогичной схеме рис. 6.53, *а*, но без нулевого провода. Схема преобразователя на рис. 6.53, *г* содержит три тиристорные группы, соединенные треугольником, и является модификацией схемы рис. 6.53, *в*. В обеих схемах в контур тока нагрузки каждой фазы входит также сопротивление нагрузки другой фазы, а на отдельных интервалах — и сопротивления двух других фаз. Иными словами, работа всех трех фаз при фазовом регулировании, например, с отстающим углом α (в данных схемах при отпирании тиристорov в каждой фазе со сдвигом на угол α относительно перехода фазного напряжения через нуль) взаимосвязана. Вследствие этого форма кривой напряжения на нагрузке

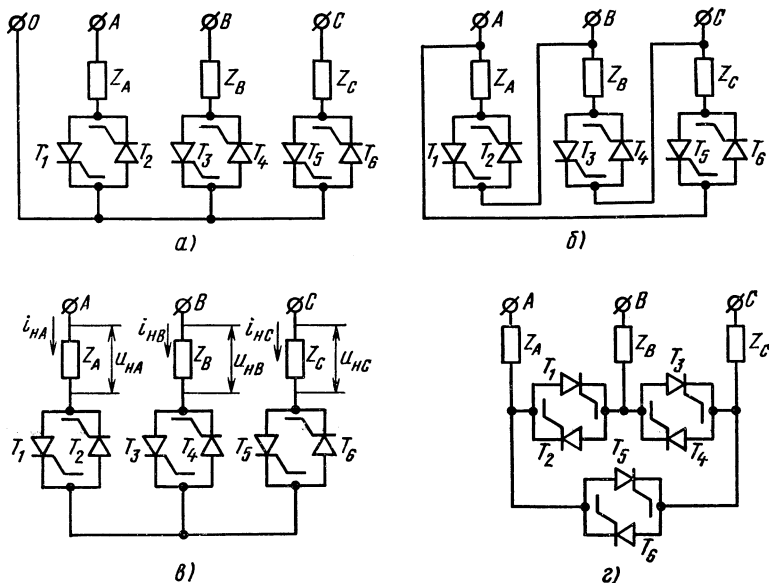


Рис. 6.53. Схемы трехфазных преобразователей переменного напряжения: с независимой работой преобразователей в каждой фазе, соединенных звездой (а) и треугольником (б); с взаимозависимой работой отдельных преобразователей трехфазной системы при включении звездой (в) и треугольником (г)

(u_{HA}, u_{HB}, u_{HC}) в этих схемах будет отличаться от кривой напряжения на нагрузке в однофазных и трехфазных (рис. 6.53, а, б) схемах. В схемах рис. 6.53, в, г она будет состояться под воздействием напряжений всех трех фаз, а в токах нагрузки (i_{HA}, i_{HB}, i_{HC}) будут отсутствовать гармонические, кратные трем (как и в любой трехфазной системе, соединенной звездой). Однако повышения коэффициента мощности при регулировании здесь не происходит по сравнению с однофазными преобразователями, поскольку повышение коэффициента k за счет исключения указанных гармонических компенсируется соответствующим снижением $\cos \phi$ (т. е. сохраняется общая для фазового регулирования закономерность, согласно которой $\lambda = U_n/U$). К недостаткам схемы рис. 6.53, в в сравнении со схемой рис. 6.53, г следует отнести необходимость подачи отпирающих импульсов одновременно на два, а в отдельные моменты времени и на три тиристора, а также большую загрузку тиристорov по току.

Максимальные значения прямого и обратного напряжений на тиристорах в схеме рис. 6.53, а определяются амплитудой фазного напряжения $\sqrt{2/3} U_n$, а в схемах (рис. 6.53, б — г) — амплитудой линейного напряжения $\sqrt{2} U_n$.

Рассмотрим подробнее применение преобразователей переменного

напряжения при построении управляемых выпрямителей на повышенные напряжения, где получил распространение фазовый метод регулирования преобразователей. При этом схему выпрямителя (однофазного или трехфазного) выполняют на неуправляемых вентилях (диодах), а управление его выходным напряжением осуществляют со стороны первичной обмотки питающего трансформатора (т. е. при более низком напряжении) за счет встречно-параллельного включения тиристоров (рис. 6.54). Поскольку диоды выпускаются на более высокие напряжения, чем тиристоры, такой принцип построения высоковольтных управляемых выпрямителей часто позволяет уменьшить количество вентилей, включаемых последовательно на вторичной стороне, а следовательно, и их общее количество в схеме. Главное же, благодаря чему отдается предпочтение последовательному соединению диодов, а не тиристоров на вторичной стороне трансформатора, заключается в том, что это позволяет исключить повышенные требования к изоляции выходных цепей низковольтной системы управления выпрямителем, так как они теперь будут подключаться к тиристорам, расположенным на первичной стороне относительно низкого напряжения, а не на вторичной (высоковольтной).

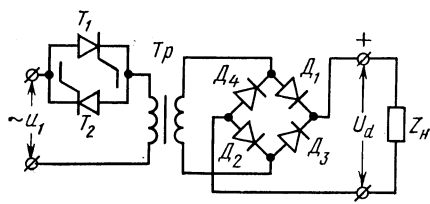


Рис. 6.54. Схема однофазного мостового выпрямителя, управляемого со стороны первичных обмоток трансформатора

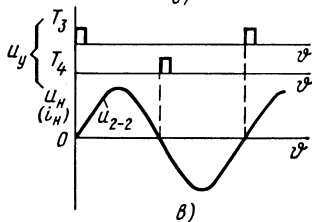
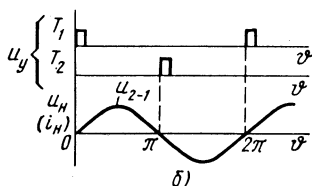
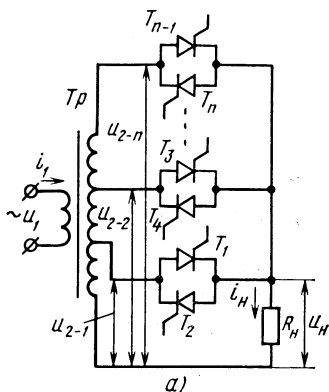


Рис. 6.55. Схема преобразователя со ступенчатым регулированием переменного напряжения (а) и его временные диаграммы (б, в)

Рассмотренный принцип построения выпрямителей дает также определенные преимущества при больших токах нагрузки и малых напряжениях, когда возникает необходимость в параллельном соединении большого числа вентилей. Применение тиристоров на первичной стороне трансформатора позволяет существенно сократить их общее количество в выпрямителе (а в отдельных случаях и общее количе-

ство используемых полупроводниковых приборов), что сказывается на упрощении устройства управления ими.

Ступенчатый метод регулирования переменного напряжения. Ступенчатый метод регулирования характеризуется ступенчатым изменением амплитуды (действующего значения) переменного напряжения, подводимого к нагрузке, без изменения формы его кривой. Этот метод осуществляется с помощью трансформатора, выводы от вторич-

ной обмотки которого через включенные встречно-параллельно тиристоры связаны с нагрузкой (рис. 6.55, а). Отпирание тиристоров происходит при переходе переменного напряжения через нуль (рис. 6.55, б, в). Регулирование мощности в нагрузке (например, с целью изменения температуры печи в определенном диапазоне) осуществляется системой управления, которая производит избирательную подачу отпирающих импульсов на соответствующую пару включенных встречно-параллельно тиристоров. Сложная конструкция трансформатора, наличие большого количества тиристоров, а также невозможность плавного регулирования мощности в нагрузке являются недостатками данного метода регулирования. Преимущества метода — отсутствие искажений в кривой потребляемого от сети тока, а также фазового сдвига тока относительно напряжения питающей сети (при чисто активной нагрузке).

Фазоступенчатый метод регулирования переменного напряжения. Фазоступенчатый метод регулирования основывается на совместном использовании ступенчатого и фазовых методов регулирования. Он реализуется по схеме с трансформатором на входе вида рис. 6.55, а. В зависимости от числа ступеней вторичного напряжения трансформатора u_2 (тиристорных пар) существует двух-, трех-, четырех- и много-ступенчатое фазовое регулирование.

Сущность фазоступенчатого метода сводится к использованию фазового регулирования для плавного изменения действующего значения напряжения на нагрузке в пределах каждой ступени выходного напряжения. Осуществляя широкий диапазон плавного регулирования напряжения, фазоступенчатый метод обеспечивает

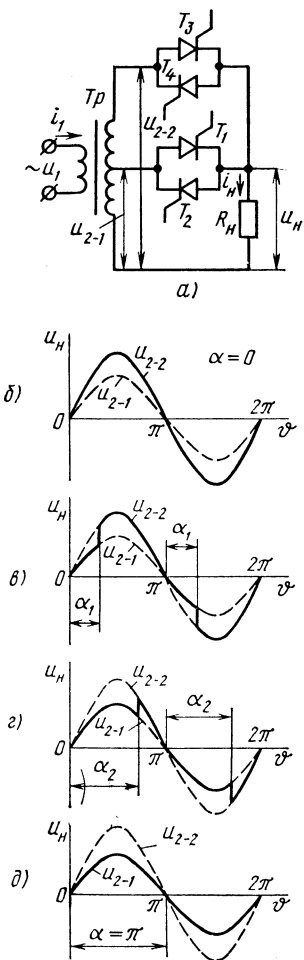


Рис. 6.56. Схема преобразователя с двухступенчатым фазовым регулированием переменного напряжения (а) и его временные диаграммы (б — д)

более высокие значения коэффициента мощности по сравнению с фазовыми методами. Принцип фазоступенчатого метода более подробно рассмотрим на примере двухступенчатого регулируемого преобразователя, приведенного на рис. 6.56, а.

Управляющие импульсы на отпирание тиристоров T_1, T_2 низшей ступени подаются в моменты перехода напряжения питания через нуль. Отпирание тиристоров T_3, T_4 высшей ступени производят с отстающим фазовым сдвигом на угол α относительно указанных моментов времени.

При угле $\alpha = 0$ моменты поступления отпирющих импульсов на включенные в одинаковом направлении тиристоры обеих групп (T_1, T_3 и T_2, T_4) совпадают. Однако управляющие импульсы приводят к поочередному отпиранию только тиристоров T_3, T_4 высшей ступени. Тиристоры T_1, T_2 остаются в закрытом состоянии под действием разности напряжений $u_{2-2} - u_{2-1}$, являющейся для них запирающей. Таким образом, при $\alpha = 0$ напряжение на нагрузке определяется напряжением u_{2-2} высшей ступени (рис. 6.56, б). Полуволна напряжения u_n положительной полярности формируется при открытом тиристоре T_3 , а полуволна напряжения отрицательной полярности — при открытом тиристоре T_4 .

При углах $\pi > \alpha > 0$ (рис. 6.56, в, г) управляющие импульсы на отпирание тиристоров T_3, T_4 следуют с задержкой во времени относительно управляющих импульсов на отпирание тиристоров T_1, T_2 . На интервалах α проводит либо тиристор T_1 (при положительной полярности напряжения u_{2-1}), либо тиристор T_2 (при отрицательной полярности напряжения u_{2-1}), в связи с чем на указанных интервалах кривая напряжения u_n определяется отрезками синусоиды напряжения u_{2-1} . Управляющий импульс, поступающий спустя интервал α на тиристор T_3 (или T_4), вызывает его отпирание и запираение под действием напряжения $u_{2-2} - u_{2-1}$ ранее проводившего тиристора нижней ступени. Напряжение на нагрузке до окончания текущей полуволны напряжения питания определяется напряжением u_{2-2} вторичной обмотки трансформатора (рис. 6.56, в, г).

Подача управляющих импульсов на тиристоры высшей ступени с углом $\alpha = \pi$ (рис. 6.56, д) не приводит к их отпиранию, вследствие чего напряжение на нагрузке определяется синусоидой напряжения u_{2-1} низшей ступени в условиях поочередной проводимости тиристоров T_1, T_2 .

Таким образом, при плавном управлении углом α (моментом отпирания тиристоров T_3, T_4) преобразователь осуществляет изменение действующего значения напряжения на нагрузке в пределах от U_{2-1} до U_{2-2} . Регулировочную характеристику $U_n = F(\alpha)$ находят из расчета действующего значения напряжения двухступенчатой кривой (рис. 6.56, в):

$$U_n = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\alpha} (\sqrt{2} U_{2-1})^2 \sin^2 \vartheta d\vartheta + \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (\sqrt{2} U_{2-2})^2 \sin^2 \vartheta d\vartheta}, \quad (6.116)$$

или после упрощения

$$U_H = \sqrt{\frac{U_{2-1}^2}{\pi} \left(\alpha - \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right) + \frac{U_{2-2}^2}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right)}. \quad (6.117)$$

На рис. 6.57 приведены временные диаграммы напряжений и токов, иллюстрирующие процессы, протекающие в схеме рис. 6.56, а при фазоступенчатом методе управления.

Широтно-импульсный метод регулирования переменного напряжения на пониженной частоте. Широтно-импульсный метод регулирования на пониженной частоте основывается на изменении числа периодов переменного напряжения, подводимого к нагрузке. Для его реализации требуется схема вида рис. 6.47, а или б, в. Диаграммы напряжений на рис. 6.58 иллюстрируют принцип работы преобразователя переменного напряжения при данном методе регулирования. Этот метод позволяет осуществить регулирование мощности в нагрузке в диапазоне от U^2/R_H до нуля. Его недостатком является присутствие гармонических в токе сети с частотами ниже 50 Гц, что обуславливается импульсным характером потребления энергии от сети. Указанный недостаток в значительной степени ослабляется при питании от общей сети переменного тока группы из нескольких преобразователей, когда отсутствие потребления тока одним преобразователем компенсируется потреблением тока другими преобразователями.

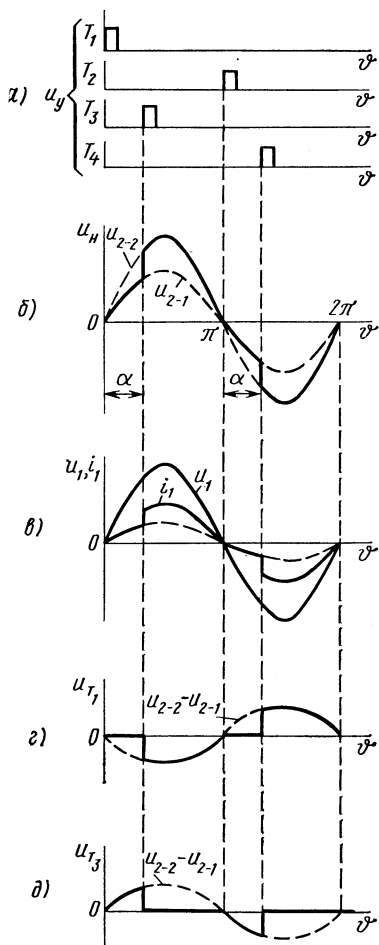


Рис. 6.57. Временные диаграммы напряжений и токов для схемы с двухступенчатым фазовым регулированием

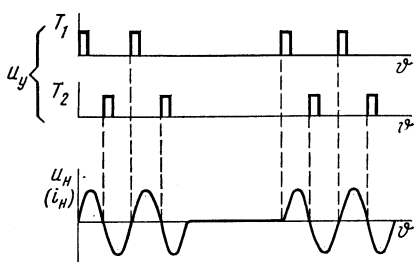
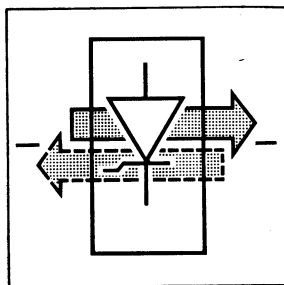


Рис. 6.58. Временные диаграммы напряжений, иллюстрирующие принцип широтно-импульсного метода регулирования на пониженной частоте



ИМПУЛЬСНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО НАПЯЖЕНИЯ

§ 7.1. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО НАПЯЖЕНИЯ

Преобразователи постоянного напряжения предназначены для изменения значения постоянного напряжения. Они служат для питания нагрузки постоянным напряжением U_H , отличающимся по величине от напряжения источника E (рис. 7.1, а). При этом иногда необходимо стабилизировать напряжение U_H при изменении напряжения источника и тока нагрузки либо изменять напряжение U_H по определенному закону независимо от E .

Рассматриваемые в настоящей главе преобразователи основаны на использовании импульсных методов преобразования и регулирования постоянного напряжения. Поэтому их называют импульсными преобразователями постоянного напряжения (ИППН). Выходное напряжение таких преобразователей характеризуется последовательностью импульсов прямоугольной формы с длительностью t_H и паузой t_H , амплитуда которых близка к напряжению питания E (рис. 7.1, б). Выходное напряжение преобразователя u_H характеризуется средним значением U_H . Требуемого качества выходного напряжения с точки зрения пульсаций здесь добиваются, так же как и в выпрямителях, включением между выходом преобразователя и нагрузкой сглаживающего фильтра.

В основе принципа действия ИППН лежит ключевой режим работы регулирующего полупроводникового прибора, осуществляющего периодическое подключение напряжения питания E к выходной цепи преобразователя. Малые падения напряжения на регулирующем

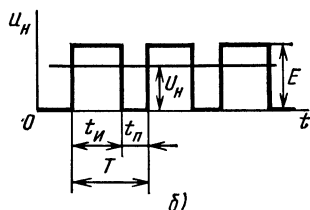
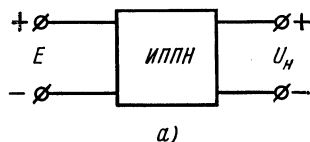


Рис. 7.1. ИППН (а) и его кривая выходного напряжения (б)

приборе в открытом состоянии и протекающий ток в закрытом обуславливают высокий к. п. д. рассматриваемых преобразователей. Их способность регулировать выходное напряжение используют при построении регуляторов и стабилизаторов постоянного напряжения. ИППН широко применяют также в электроприводе для управления частотой вращения двигателей постоянного тока. В этом случае схема преобразователя должна обеспечивать управление не только мощностью, отдаваемой источником питания в нагрузку, но и мощностью от нагрузки в источник питания, что необходимо, в частности, при рекуперативном торможении двигателя постоянного тока.

Питающим напряжением ИППН могут служить, например, контактная сеть постоянного тока городского или магистрального электрифицированного транспорта, а также различные источники постоянного тока: аккумуляторные батареи, топливные элементы, солнечные батареи и т. д. Задачу регулирования постоянного напряжения с помощью ИППН можно решать и при первичной питающей сети переменного тока. В этом случае на входе ИППН включают неуправляемый выпрямитель. Система неуправляемый выпрямитель — ИППН является конкурирующим вариантом управляемого выпрямителя.

Регулирование выходного напряжения ИППН осуществляется импульсными методами путем изменения параметров выходных импульсов. Наибольшее применение получили широтно-импульсный и частотно-импульсный методы регулирования, а также их комбинация.

Широтно-импульсный метод регулирования (ШИР) осуществляется изменением длительности (ширины) выходных импульсов t_n (рис. 7.1, б) при неизменном периоде их следования ($T = \text{const}$, $f = 1/T = \text{const}$). Среднее значение выходного напряжения преобразователя при широтно-импульсном регулировании связано с напряжением питания соотношением

$$U_n = \frac{t_n}{T} E = \gamma E, \quad (7.1)$$

где $\gamma = t_n/T$ — коэффициент регулирования (преобразования).

В соответствии с (7.1) диапазон регулирования выходного напряжения ИППН с ШИР составляет от нуля ($t_n = 0$, $\gamma = 0$) до E ($t_n = T$, $\gamma = 1$).

При частотно-импульсном методе регулирования (ЧИР) изменение выходного напряжения производится за счет изменения частоты следования выходных импульсов ($f = 1/T = \text{var}$) при неизменной их длительности ($t_n = \text{const}$). Регулировочные возможности преобразователя характеризуются соотношением

$$U_n = \frac{t_n}{T} E = t_n f E. \quad (7.2)$$

Выходному напряжению, равному E , здесь соответствует предельная частота следования импульсов, равная $1/t_n$, а нулевому выходному напряжению — нулевая частота $f \rightarrow 0$.

Совместное использование ШИР и ЧИР (комбинированное регулирование) заключается в изменении двух параметров выходных импульсов: t_H и f .

Один из наиболее широко распространенных принципов построения ИППН иллюстрирует схема рис. 7.2, а. Регулирующий элемент условно показан в виде ключа, функцию которого обычно выполняет тиристор (или силовой транзистор). В выходную цепь преобразователя входит нагрузка Z_H активно-индуктивного характера и при необходимости сглаживающий L -фильтр (дроссель L_Φ). Применение дросселя в ИППН с соответствующей индуктивностью обычно является достаточным для сглаживания выходного напряжения (тока), хотя в общем случае не исключены и более сложные сглаживающие фильтры, например Γ -образный LC -фильтр (конденсатор C_Φ такого фильтра показан пунктиром). Диод D_o , включенный в обратном направлении относительно напряжения выходной цепи (о б р а т н ы й д и о д), является необходимым элементом схемы и предназначен для создания в ней контура протекания тока нагрузки при разомкнутом ключе K .

Рассмотрим процессы, протекающие в таком преобразователе. Для этого воспользуемся временными диаграммами, приведенными на рис. 7.2, б — г.

На интервалах включенного состояния ключа ($t_1 - t_2$, $t_3 - t_4$, $t_5 - t_6$) напряжение питания E подключается ко входу сглаживающего фильтра (рис. 7.2, а — в), $u_{\text{вых}} = E$, диод D_o закрыт. Через нагрузку протекает ток i_H (показан сплошной линией) от источника питания. На интервалах отключенного состояния ключа ($t_2 - t_3$, $t_4 - t_5$) связь выходной цепи с источником питания отсутствует, однако ток через нагрузку продолжает протекать (рис. 7.2, г). Он поддерживается энергией, накопленной реактивными элементами — дросселем L_Φ и индуктивностью нагрузки L_H на интервале протекания тока от источника питания. Ток нагрузки i_H замыкается через проводящий обратный диод D_o , вследствие чего $u_{\text{вых}} = 0$. Без учета падений напряжения на активных сопротивлениях дросселя L_Φ и подводящих проводах напряжение на нагрузке $U_H = U_{\text{вых}}$, определяемое средним значением $u_{\text{вых}}(t)$, находят по формуле (7.1) или (7.2). Ток i_H состоит из участков экспонент нарастания и спада (соответственно в цепях

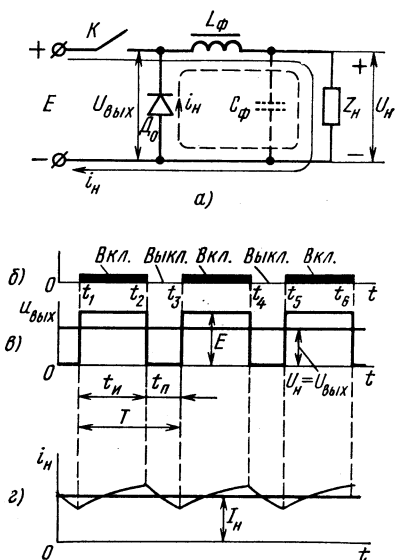


Рис. 7.2. Схема основных цепей ИППН (а) и его временные диаграммы (б — г)

с источником питания E и диодом D_0) с постоянной времени $\tau = (L_\phi + L_n)/R_n$. Среднее значение тока $I_n = U_n/R_n$.

При переходе к большим мощностям нагрузки (свыше 100 кВт) возникают трудности в построении преобразователей по схеме рис. 7.2, а. Они вызваны большими токами нагрузки, а значит необходимостью применения большого числа параллельно включенных

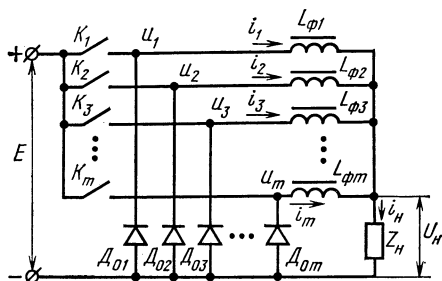


Рис. 7.3. Принцип построения многотактных ИППН

от общего источника постоянного тока (рис. 7.3). Для уменьшения пульсаций выходных тока i_n и напряжения u_n и тока источника питания ключи K_1, K_2, \dots, K_m работают с взаимным фазовым сдвигом на угол $2\pi/m$. Указанные трудности при этом исключаются вследствие того, что каждый преобразователь многотактной системы нагружается током, в m раз меньшим тока i_n . Облегченный режим работы преобразователей создается также благодаря меньшей в m раз частоте их переключения. Многотактные ИППН допускают режим поочередной работы, входящих преобразователей и режим работы с перекрытием.

На рис. 7.4 приведены временные диаграммы, иллюстрирующие принцип действия трехтактного ИППН с поочередной работой блоков. Периодичность работы каждого блока характеризуется периодом тактов T_T (рис. 7.4, а). Последовательность включения их ключей сдвинута во времени на $T_T/3$. В результате аналогичный сдвиг во времени приобретают также напряжения u_1, u_2, u_3 и токи i_1, i_2, i_3 (рис. 7.4, а — в). За счет фазовых сдвигов результирующее напряжение на нагрузке (рис. 7.4, г) имеет частоту следования выходных импульсов, в три раза большую, чем для отдельных преобразователей. Суммарный ток нагрузки системы $i_n = i_1 + i_2 + i_3$ также лучше сглажен, чем ток нагрузки отдельного преобразователя.

В режиме работы с перекрытием обычно число преобразователей системы $m > 3$. На рис. 7.5 приведены временные диаграммы, характеризующие рассматриваемый режим при $m = 4$. Включение ключей преобразователей здесь также производится со сдвигом во времени, в данном случае равным $T_T/4$. Режиму работы с перекрытием соответствует увеличение времени включенного состояния ключей каждого из преобразователей до значения $t_n > T_T$. В результате в диапазоне

тиристоры, используемых в качестве ключа. Кроме того, при больших токах нагрузки трудноосуществима конструкция дросселя L_ϕ с большой индуктивностью, что затрудняет выполнение требований по допустимым пульсациям в кривой тока нагрузки.

ИППН большой мощности выполняют по многотактному принципу, основанному на параллельном включении m отдельных преобразователей, работающих на общую нагрузку

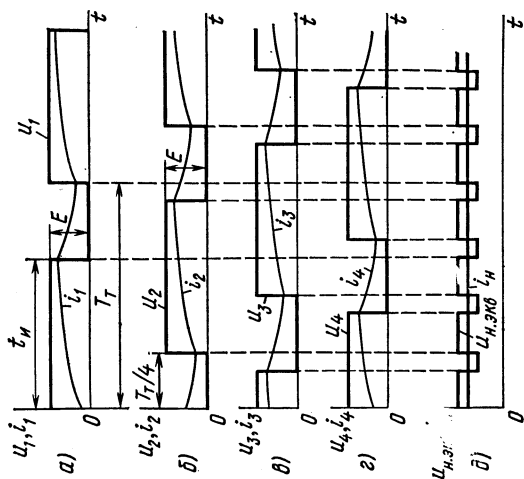


Рис. 7.5. Временные диаграммы, иллюстрирующие принцип действия преобразователя в режиме работы с перекрытием

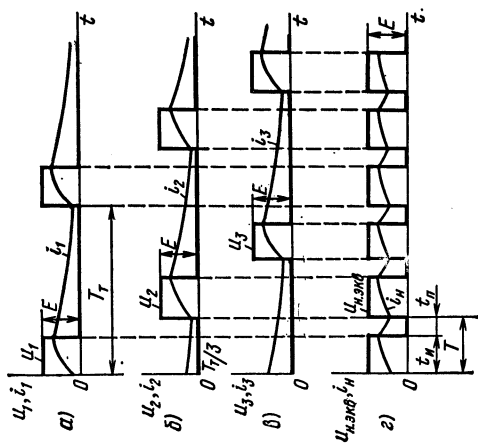


Рис. 7.4. Временные диаграммы, иллюстрирующие принцип действия трех-тактного ИПН с поочередной работой блоков

регулирования t_n от T_T/m до T_T отсутствуют интервалы времени, когда на нагрузке не прикладывается напряжение со стороны преобразователей, и пауза в эквивалентном напряжении $u_{н.эКВ}$ (рис. 7.5, д). Эквивалентное напряжение на нагрузке

$$u_{н.эКВ} = \frac{k}{m} E,$$

где k — число преобразователей, у которых одновременно замкнуты все ключи.

При $t_n = T_T$ напряжение на нагрузке максимально, значения $u_{н.эКВ}$ во всех интервалах выходного напряжения равны E . Величина E равно и среднее значение напряжения на нагрузке $U_{н.эКВ}$. Через все преобразователи протекает постоянный ток $I_n = I_1 + I_2 + \dots + I_m$.

При $t_n < T_T$ имеем $U_{н.эКВ} < E$. Ток отдельных преобразователей из-за относительно большой длительности паузы по отношению к t_n будет сильно пульсирующим (рис. 7.5, а — г). Ток же нагрузки i_n , равный сумме токов отдельных преобразователей и определяемый напряжением $u_{н.эКВ}$ с относительно малой длительностью паузы t_n , получается хорошо сглаженным (рис. 7.5, д).

§ 7.2. УЗЛЫ ПРИНУДИТЕЛЬНОЙ КОНДЕНСАТОРНОЙ КОММУТАЦИИ ТИРИСТОРОВ

В ИППН на однооперационных тиристорах перевод тиристора из закрытого состояния в открытое с целью формирования на выходе преобразователя импульсов напряжения (см. рис. 7.2, в) осуществляется подачей в цепь его управляющего электрода отпирающего импульса от системы управления. Для создания паузы t_n в кривой выходного напряжения по окончании времени t_n тиристор нужно запереть. *Для осуществления операции запираания ток тиристора необходимо уменьшить до нуля, после чего к тиристоры в течение некоторого времени приложить обратное напряжение.*

Указанные условия, требуемые для запираания тиристора, в таких преобразователях, как управляемые выпрямители и зависимые инверторы, создаются воздействием переменного напряжения питающей сети при отпирании другого тиристора преобразователя. Процесс запираания тиристоры под действием питающей сети переменного тока называют естественной коммутацией.

В преобразователях, рассматриваемых в данной главе, питание осуществляется постоянным током, в связи с чем запираание тиристора здесь возможно лишь путем принудительной подачи на прибор импульса напряжения отрицательной полярности с использованием предварительно заряженного конденсатора. Такую коммутацию принято называть принудительной (искусственной). Этот вид коммутации наряду с ИППН применяется в тиристорных автономных инверторах (см. гл. 8), а также в тиристорных выключателях и прерывателях постоянного тока.

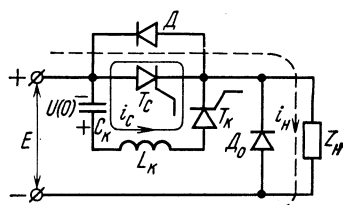
Таким образом, для проведения принудительной коммутации схемы основных цепей тиристорного ИППН (см. рис. 7.2, а) дополняют

элементами коммутации, образующими коммутационный узел (КУ). Помимо конденсатора в КУ могут входить также дополнительные элементы — дроссели, тиристоры и диоды, которые кроме запирающего основного тиристора преобразователя используют для решения вспомогательных задач (начального заряда конденсатора при пуске, его дозаряда или перезаряда в процессе работы и т. д.).

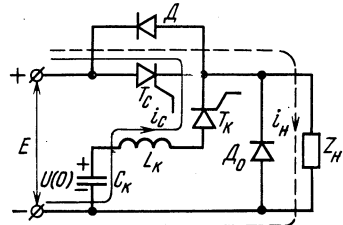
Принцип действия узлов принудительной коммутации. Узлы параллельной и последовательной коммутации

Схемы коммутационных узлов довольно разнообразны. Они различаются как способами соединения основных элементов, непосредственно участвующих в запирании тиристора преобразователя (силового тиристора), так и способами выполнения цепей, предназначенных для решения вспомогательных задач.

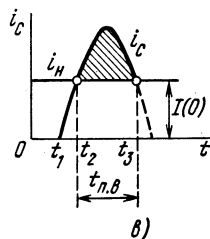
На рис. 7.6, а, б и 7.7, а, б приведены в упрощенном виде наиболее



а)

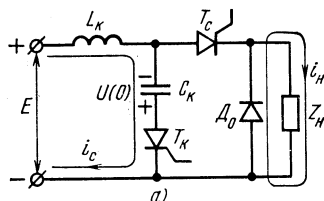


б)

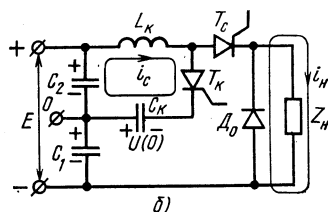


в)

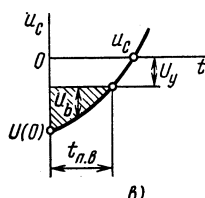
Рис. 7.6. Примеры выполнения узлов параллельной коммутации (а, б); кривая тока коммутирующего конденсатора на этапе приложения к силовому тиристор обратного напряжения (в)



а)



б)



в)

Рис. 7.7. Примеры выполнения узлов последовательной коммутации (а, б); кривая напряжения на конденсаторе на этапе приложения к силовому тиристор обратного напряжения (в)

распространенные схемы КУ, применяемые в тиристорных преобразователях. Обозначения на схемах: T_c — силовой тиристор преобразователя; D_o — обратный включенный диод; Z_n — нагрузка активно-индуктивного характера (сглаживающий дроссель для упрощения не показан). В коммутационные узлы схем также входят: коммутирующий дроссель L_k ; коммутирующий конденсатор C_k , предварительно заряжаемый до напряжения $U(0)$ с полярностью, указанной на схемах; коммутирующий тиристор T_k , предназначенный для управления моментом запирающего силового тиристора. Особенностью схем рис. 7.6, а, б является наличие диода D , включенного встречно-параллельно силовому тиристорному. Вспомогательные цепи, предназначенные для начального заряда и перезаряда коммутирующих конденсаторов, на схемах не показаны. Эти цепи рассматриваются при последующем изучении схем преобразователей с коммутационными узлами.

Рассмотрим процессы, протекающие в схемах при запирающем силовом тиристоре, которые следуют после подачи управляющего импульса на отпирание тиристора T_k .

В схемах рис. 7.6, а, б процесс коммутации обуславливается образованием колебательного контура, в который входят включенные встречно-параллельно тиристор T_c и диод D , конденсатор C_k и открытый тиристор T_k . В схеме рис. 7.6, б помимо указанных элементов в контур коммутации входит источник питания $E < U(0)$.

В момент времени t_1 с отпиранием тиристора T_k (см. рис. 7.6, а) в контуре коммутации начинается колебательный процесс перезаряда конденсатора, в котором ток i_c имеет вид полусинусоиды (активным сопротивлением контура, вносящим затухание, обычно можно пренебречь). Направление тока i_c указано на схемах. На интервале $t_1 - t_2$ (см. рис. 7.6, а) ток i_c протекает через открытый тиристор T_c навстречу току i_n . На этом интервале под действием возрастающего тока i_c происходит уменьшение тока тиристора. В момент времени t_2 $i_c = i_n$ и ток силового тиристора равен нулю. С этого времени возрастающий по синусоидальному закону ток i_c протекает через диод D . Цепь протекания тока i_n при этом создается диодом D , ток которого равен разности $i_c - i_n$. Во время протекания тока через диод D на силовом тиристоре действует обратное напряжение, требуемое для восстановления его запирающих свойств. Обратное напряжение, определяемое падением напряжения на диоде, составляет 0,8—1,2 В. Время протекания тока через диод D характеризуется интервалом $t_2 - t_3$ (см. рис. 7.6, а), на котором $i_c > i_n$. Указанный интервал определяет время $t_{п.в.}$, предоставляемое коммутационным узлом для восстановления запирающих свойств силового тиристора. Условие, необходимое для запирающего тиристора, следует считать выполненным, если время $t_{п.в.}$ будет не меньше времени восстановления запирающих свойств (времени выключения) прибора $t_{в.}$, т. е. $t_{п.в.} \geq t_{в.}$

Отметим еще одну особенность схем рис. 7.6, а, б. На этапе протекания коммутационного процесса запирающего силового тиристора элементы КУ создают связь нагрузки с источником питания и нагрузка продолжает потреблять энергию от источника питания до оконча-

ния этого процесса. Причина заключается в том, что на этапе коммутации элементы КУ подключаются либо параллельно силовому тиристор (см. рис. 7.6, а), либо параллельно нагрузке (см. рис. 7.6, б). В соответствии с этим такие схемы относят к узлам параллельной коммутации.

В схемах рис. 7.7, а, б коммутирующий конденсатор при отпирании тиристора T_k подключается через диод D_o к тиристор T_c (в схеме рис. 7.7, б в цепь входит также конденсатор C_1 большой емкости, заряженный до напряжения $0,5E$). Под действием тока конденсатора C_k ток ранее открытого тиристора T_c быстро (практически мгновенно) спадает до нуля и к тиристор прикладывается обратное напряжение. При этом ток i_n активно-индуктивной нагрузки замыкается через открытый обратный диод D_o .

С отпиранием тиристора T_k в схемах рис. 7.7, а, б также создается колебательный контур $L_k - C_k$, в котором происходит процесс перезаряда коммутирующего конденсатора. В схеме рис. 7.7, а в контур коммутации входит источник питания E , а в схеме рис. 7.7, б — конденсатор большой емкости C_2 , заряженный до напряжения $0,5E$. В колебательном контуре схем процесс перезаряда конденсатора начинается от его начального напряжения $U(0)$ (рис. 7.7, в). При этом на силовом тиристоре с помощью конденсатора поддерживается обратное напряжение u_b , необходимое для запираания тиристора. Время действия обратного напряжения $t_{п.в}$ определяется интервалом, в течение которого изменяющееся в процессе перезаряда напряжение на конденсаторе достигает некоторого уровня напряжения U_y (рис. 7.7, в), являющегося параметром схемы. В схеме рис. 7.7, а конденсатор C_k в процессе перезаряда подключается параллельно тиристор T_c через проводящие тиристор T_k и диод D_o , в связи с чем обратное напряжение на силовом тиристоре здесь действует до момента перехода через нуль напряжения на конденсаторе ($U_y = 0$). В схеме рис. 7.7, б в цепь подачи обратного напряжения на тиристор T_c входит конденсатор C_1 , заряженный до напряжения $0,5E$, вследствие чего обратное напряжение на силовом тиристоре будет присутствовать при изменении напряжения на конденсаторе C_k от $U(0)$ до $0,5E$, т. е. $U_y = 0,5E$.

В схемах рис. 7.7, а, б элементы КУ включены последовательно с силовым тиристором и нагрузкой, в связи с чем на этапе коммутационного процесса в этих схемах нагрузка оказывается отделенной от источника питания и конденсатора закрытым силовым тиристором и не получает от них энергии. Напряжение на нагрузке в этих схемах становится равным нулю с момента отпирания коммутирующего тиристора. В соответствии с указанным схемы рис. 7.7, а, б относят к узлам последовательной коммутации.

Коммутационные характеристики узлов принудительной коммутации

В рассматриваемых КУ время $t_{п.в}$, предоставляемое силовому тиристор для восстановления запирающих свойств, не является величи-

ной постоянной. При неизменных значениях L_K и C_K время $t_{п.н}$ зависит от напряжения питания и тока нагрузки i_n . При работе ИПЦН в условиях изменения E и i_n важно, чтобы связанные с ними изменения $t_{п.н}$ не приводили к нарушению соотношения $t_{п.н} \gg t_B$. В противном случае тиристор не может быть заперт и будет оставаться постоянно в открытом состоянии, что, естественно, нарушит работу преобразователя.

Зависимость времени $t_{п.н}$ от указанных параметров определяет коммутационную характеристику, используемую для расчета коммутационного узла.

При определении коммутационных характеристик узлов параллельной коммутации (см. рис. 7.6, а, б) необходимо исходить из временной зависимости тока коммутирующего конденсатора $i_C(t)$ (рис. 7.6, в), а узлов последовательной коммутации (рис. 7.7, а, б) — напряжения на нем $u_C(t)$ (рис. 7.7, в).

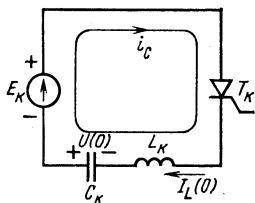


Рис. 7.8. Общая схема замещения контура коммутации на этапе приложения к силовому тиристорному обратного напряжения

Во всех рассматриваемых схемах перезаряд коммутирующего конденсатора на этапе запирающего силового тиристора осуществляется в колебательном контуре, создаваемом элементами L_K , C_K . В связи с этим указанные зависимости целесообразно представить в обобщенном виде, используя обобщенную схему замещения контура перезаряда конденсатора (рис. 7.8), действительную для КУ на этапе запирающего силового тиристора.

В схему замещения входят основные элементы контура коммутации L_K и C_K с начальными значениями тока $I_L(0)$ и напряжения $U(0)$, коммутирующий тиристор T_K , а также источник напряжения E_K цепи перезаряда коммутирующего конденсатора, напряжение которого для каждой конкретной схемы определяют отдельно.

В контуре коммутации схемы рис. 7.6, а дополнительный источник напряжения отсутствует, т. е. $E_K = 0$. В контур коммутации схемы рис. 7.6, б входит напряжение источника питания E , направленное встречно напряжению $U(0)$, в связи с чем здесь $E_K = -E$. Контур коммутации схемы рис. 7.7, а содержит источник питания E , а контур коммутации схемы рис. 7.7, б — напряжение, равное $0,5E$, действующее на конденсаторе C_2 фильтра цепи постоянного тока. Указанные напряжения в этих схемах включены с полярностью, согласной с полярностью напряжения $U(0)$, в связи с чем для схемы рис. 7.7, а $E_K = E$, а для схемы рис. 7.7, б $E_K = 0,5E$.

С целью упрощения расчетов пренебрегаем активными сопротивлениями соединительных проводов, а также потерями в элементах контура коммутации L_K , C_K и в тиристоре T_K при его отпирании.

Расчет тока $i_C(t)$ по схеме замещения рис. 7.8 дает:

$$i_C(t) = \sqrt{\left(\frac{U(0) + E_K}{Z_c}\right)^2 + I_L(0)^2} \sin\left[\omega_0 t + \arctg \frac{I_L(0) Z_c}{U(0) + E_K}\right], \quad (7.3)$$

где $\omega_0 = 1/\sqrt{L_K C_K}$ — угловая частота контура коммутации; $Z_c = \sqrt{L_K/C_K}$ — его характеристическое (волновое) сопротивление.

Выражение (7.3) является обобщенным для рассматриваемых коммутационных узлов.

В схемах рис. 7.6, а, б коммутирующий дроссель не входит в цепь протекания тока нагрузки и перед отпиранием коммутирующего тиристора $I_L(0) = 0$. С учетом сказанного выражение (7.3) для схем рис. 7.6, а, б принимает вид

$$i_c(t) = I_{cm} \sin \omega_0 t = \frac{U(0) + E_K}{Z_c} \sin \omega_0 t, \quad (7.4)$$

где $I_{cm} = \frac{U(0) + E_K}{Z_c}$ — амплитуда тока конденсатора в контуре коммутации.

Введем обозначение

$$\varepsilon = \frac{U(0) + E_K}{E}, \quad (7.5)$$

характеризующее относительное значение начального напряжения в контуре коммутации. С учетом этого обозначения записываем выражение (7.4) в виде

$$i_c(t) = \frac{\varepsilon}{Z_c} E \sin \omega_0 t. \quad (7.6)$$

Длительность действия обратного напряжения на силовом тиристоре $t_{п.в.}$, или в угловых единицах $\theta = \omega_0 t_{п.в.}$, определяется в схемах рис. 7.6, а, б интервалом, в течение которого $i_c > i_n$ (см. рис. 7.6, в). Поскольку длительность коммутационного интервала относительно мала, а индуктивность в цепи нагрузки обычно велика, ток i_n на коммутационном интервале не успевает заметно измениться, его принимают равным току нагрузки к моменту коммутации (t_1 на рис. 7.6, в) и обозначают $I(0)$. Например, для импульсных преобразователей с большой индуктивностью сглаживающего дросселя $I(0) = I_n = U_n/R_n$.

Время в угловых единицах, предоставляемое силовому тиристору для восстановления запирающих свойств, находят из соотношения (7.6) как разность $\omega_0 t_3 - \omega_0 t_2$ (см. рис. 7.6, в):

$$\theta = 2 \arctg \sqrt{\left(\frac{E}{I(0) Z_c} \varepsilon\right)^2 - 1}. \quad (7.7)$$

Введем обозначение:

$\chi = \frac{I(0) Z_c}{E}$ — коэффициент нагрузки коммутационного узла, после чего выражение (7.7) приобретает вид

$$\theta = 2 \arctg \sqrt{\left(\frac{\varepsilon}{\chi}\right)^2 - 1}. \quad (7.8)$$

Соотношение (7.8) является обобщенным выражением коммутационных характеристик для схем рис. 7.6, а, б, причем для схемы рис. 7.6, а $\epsilon = \frac{U(0)}{E}$, а для схемы рис. 7.6, б $\epsilon = \frac{U(0) - E}{E}$. Коммутационные характеристики для этих схем представлены графически на рис. 7.9, а. Они показывают зависимость угла θ от коэффициента нагрузки χ при постоянных значениях коэффициента ϵ . Характеристики выходят из общей точки со значением $\theta = \pi$ при $\chi = 0$ ($I(0) = 0$) и имеют спадающий характер. Углу $\theta = 0$ соответствует равенство $I(0) = I_{cm}$ или $\chi = \epsilon$.

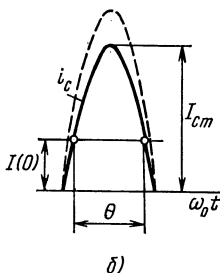
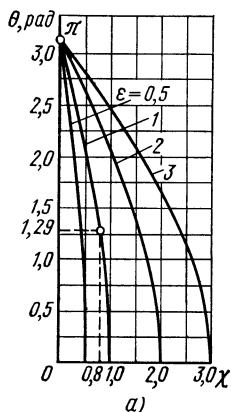


Рис. 7.9. Коммутационные характеристики узлов параллельной коммутации (а); ток конденсатора в узлах параллельной коммутации (б)

Характер зависимости $\theta = F(\chi)$ поясняется диаграммой рис. 7.9, б. Повышение начального напряжения на конденсаторе $U(0)$ приводит к увеличению тока I_{cm} (пунктирная кривая на рис. 7.9, б) и возрастанию угла θ . При этом коммутационная способность КУ повышается, поскольку схема способна обеспечить запирающие токи тиристора при большем токе нагрузки. Увеличение напряжения

$U(0)$ отражается на увеличении коэффициента ϵ , в связи с чем коммутационные характеристики при больших значениях коэффициента ϵ располагаются правее.

При одинаковых параметрах L_k , C_k и одинаковых значениях $U(0)$, E амплитуда тока I_{cm} в схеме рис. 7.6, а больше, чем в схеме рис. 7.6, б, и ей соответствуют большие значения угла θ . Это позволяет заключить, что схема рис. 7.6, а при прочих равных условиях обладает более высокой коммутационной способностью. Указанное отражается и в большем значении для нее коэффициента ϵ . Если, например, положить $U(0) = 2E$, то для первой схемы $\epsilon = 2$, а для второй $\epsilon = 1$. При $U(0) = E$ коэффициент ϵ для схемы рис. 7.6, б равен нулю и она теряет способность к коммутации, в то время как в схеме рис. 7.6, а коммутационная способность сохраняется.

Определим коммутационные характеристики КУ (см. рис. 7.7, а, б). В этих КУ коммутирующий дроссель L_k расположен в цепи протекания тока нагрузки, следовательно, в схеме замещения рис. 7.8 $I_L(0) = I(0)$. Начальное напряжение на конденсаторе, как и для предыдущих схем, принимаем равным $U(0)$. С учетом сказанного, а также введенных ранее обозначений выражение (7.3) для рассматриваемых схем можно записать в виде

$$i_c(t) = I_{cm} \sin(\omega_0 t + \delta) = \frac{E}{Z_c} \sqrt{\epsilon^2 + \chi^2} \sin\left(\omega_0 t + \arctg \frac{\chi}{\epsilon}\right), \quad (7.9)$$

где $I_{cm} = \frac{E}{Z_c} \sqrt{\varepsilon^2 + \chi^2}$ — амплитуда тока конденсатора в контуре коммутации; $\delta = \arctg \chi / \varepsilon$ — угол сдвига, обусловливаемый начальным током коммутирующего дросселя.

Кривая тока $i_c(t)$ для схем рис. 7.7, а, б показана на рис. 7.10, а. Угол θ , представляемый силовому тиристор для восстановления запирающих свойств, находят из кривой $u_c(t)$ на рис. 7.7, в. Напряжения $u_c(t)$ определяют по известной формуле $u_c = \frac{1}{C} \int i_c dt$:

$$u_c(t) = -E \sqrt{\varepsilon^2 + \chi^2} \cos\left(\omega_0 t + \arctg \frac{\chi}{\varepsilon}\right) + E_K. \quad (7.10)$$

Вид кривой $u_c(t)$ показан на рис. 7.10, б. Угол θ оценивают по длительности изменения напряжения на конденсаторе от начального значения $U(0)$ до напряжения U_y (рис. 7.10, б). После подстановки в выражение (7.10) $u_c = -U_y$ получаем

$$\theta = \omega_0 t_{п.в} = \arctg \frac{\varepsilon \sqrt{\varepsilon^2 + \chi^2 - 1} - \chi}{\chi \sqrt{\varepsilon^2 + \chi^2 - 1} + \varepsilon}. \quad (7.11)$$

Уравнение (7.11) описывает коммутационные характеристики схем рис. 7.7, а, б, приведенные на рис. 7.10, в для различных значений коэффициента ε . Кривые $\theta(\chi)$ также имеют спадающий характер. Причиной уменьшения угла θ с ростом тока нагрузки (коэффициента χ) здесь является более быстрый процесс перезарядки конденсатора из-за большего влияния на него тока $I(0)$ (рис. 7.10, а, б).

С возрастанием коэффициента ε коммутационные характеристики располагаются выше, что объясняется увеличением угла θ за счет повышения напряжения $U(0)$ на конденсаторе и меньшим влиянием на перезарядный процесс тока $I(0)$.

При одинаковых параметрах коммутационных узлов $I(0)$, $U(0)$, L_K , C_K коэффициент ε для схемы рис. 7.7, а будет больше, чем для схемы рис. 7.7, б, вследствие чего в первой схеме будут и большие значения угла θ .

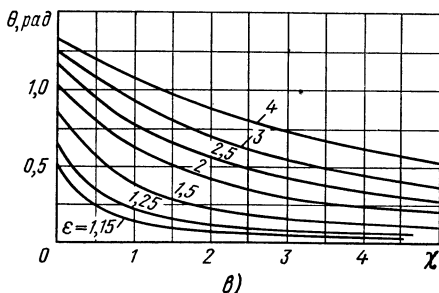
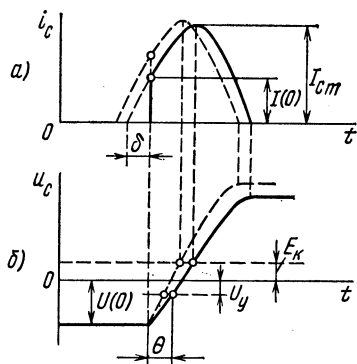


Рис. 7.10. Форма тока конденсатора (а) и напряжения на конденсаторе (б) в узлах последовательной коммутации; их коммутационные характеристики (в)

Этим обусловлена более высокая коммутационная способность схемы рис. 7.7, а. Так, например, при $U(0) = E$ для схемы рис. 7.7, а $\epsilon = \frac{U(0) + E}{E} = 2$, а для схемы рис. 7.7, б $\epsilon = \frac{U(0) + 0,5E}{E} = 1,5$.

Коммутационные характеристики и приведенные соотношения используют для расчета элементов L_K , C_K коммутационных узлов тиристорных преобразователей.

Исходными данными для расчета служат напряжение источника питания E (или диапазон его изменения), а также ток $I(0)$, протекающий через силовой тиристор и нагрузку к моменту начала коммутации.

Расчет элементов L_K , C_K начинают с определения или выбора начального напряжения на конденсаторе перед коммутацией $U(0)$. Выбор величины $U(0)$ производят с учетом обеспечения возможно меньших напряжений на остальных элементах схемы преобразователя, в частности на силовых и коммутирующих тиристорах, так как напряжения на этих элементах зависят от $U(0)$. Для поддержания выбранного напряжения $U(0)$ используют дополнительные цепи заряда конденсатора или цепи отвода от КУ избыточной энергии. Указанные цепи рассматриваются в последующем при изучении конкретных схем преобразователей.

По выбранной величине $U(0)$ рассчитывают коэффициент $\epsilon = \frac{U(0) + E_K}{E}$ используемого коммутационного узла.

Расчет элементов КУ производят на предельный (критический) режим работы, характеризующийся наименьшим значением угла θ . Этому режиму обычно соответствуют наибольший ток $I(0)_{\max}$ и наименьшее напряжение источника питания E_{\min} . Параметры критического режима учитывают коэффициентом $\chi_{кр}$, который выбирают, исходя из амплитуды тока I_{Cm} для этого режима.

Для узлов параллельной коммутации (см. рис. 7.6, а, б) согласно соотношению (7.6) $I_{Cm} = \epsilon E / Z_c$, откуда после деления на $I(0)$ и учета выражения (7.8) получаем:

$$I_{Cm} / I(0) = \epsilon / \chi > 1, \quad (7.12)$$

$$\chi = \frac{\epsilon}{I_{Cm} / I(0)}. \quad (7.13)$$

Для узлов последовательной коммутации (см. рис. 7.7, а, б) в соответствии с выражением (7.9) $I_{Cm} = \frac{E}{Z_c} \sqrt{\epsilon^2 + \chi^2}$, откуда

$$I_{Cm} / I(0) = \sqrt{\epsilon^2 / \chi^2 + 1}, \quad (7.14)$$

$$\chi = \sqrt{\frac{\epsilon^2}{(I_{Cm} / I(0))^2 - 1}}. \quad (7.15)$$

Выбор больших значений I_{Cm} для узлов принудительной коммутации нецелесообразен из-за роста потерь мощности в коммутирую-

щем тиристоре, конденсаторе, активных сопротивлениях коммутирующего дросселя и соединительных проводах. В связи с указанным отношение $I_{Cm}/I(0)$ для критического режима принимают равным 1,1—3. При этом следует отметить, что с ростом отношения $I_{Cm}/I(0)$ уменьшается время перезаряда конденсатора в КУ. В преобразователях с невысокой частотой следования выходных импульсов (для ИППН $f = 50 \div 100$ Гц) длительность интервала коммутации занимает незначительную часть периода следования выходных импульсов. Поэтому в таких преобразователях целесообразно принимать $I_{Cm}/I(0) = 1,1 \div 1,3$. При повышенной частоте следования выходных импульсов (для ИППН $f > 100$ Гц) становится актуальной задача сокращения времени перезаряда конденсатора в КУ. В этом случае можно принять $I_{Cm}/I(0) = 2 \div 3$. По выбранному для критического режима значению $I_{Cm}/I(0)$ с учетом формулы (7.13) или (7.15) рассчитывают коэффициент $\chi_{кр}$, а затем и характеристическое сопротивление Z_c контура коммутации:

$$Z_c = \frac{E_{\min}}{I(0)_{\max}} \chi_{кр}. \quad (7.16)$$

Далее по значению $\chi_{кр}$ и коммутационной кривой $\theta(\chi, \epsilon)$ соответствующего коммутационного узла находят угол $\theta_{кр}$ критического режима, а по известному времени t_b используемых силовых тиристор с учетом необходимого запаса — угловую частоту:

$$\omega_0 = \frac{\theta_{кр}}{k_{зап} t_b}, \quad (7.17)$$

где $k_{зап} = 1,2 \div 1,5$ — коэффициент запаса.

По значениям Z_c и ω_0 определяют параметры L_k , C_k коммутационного узла:

$$L_k = Z_c / \omega_0, \quad (7.18)$$

$$C_k = 1 / (\omega_0 Z_c). \quad (7.19)$$

В целях иллюстрации методики проведем расчет элементов узла коммутации по схеме рис. 7.6, а для импульсного преобразователя со следующими данными: $E = 200$ В, $I(0) = 50$ А, $t_b = 20$ мкс, $U(0) = 200$ В.

Определяем коэффициент ϵ : $\epsilon = \frac{U(0) + E_k}{E} = \frac{200 + 0}{200} = 1$. Принимаем

$$\frac{I_{Cm}}{I(0)} = 1,25. \text{ При этом коэффициент нагрузки } \chi_{кр} = \frac{\epsilon}{I_{Cm}/I(0)} = \frac{1}{1,25} = 0,8,$$

а характеристическое сопротивление $Z_c = \chi_{кр} \frac{E}{I(0)} = 0,8 \frac{200}{50} = 3,2$ Ом. Из коммутационной характеристики с параметром $\epsilon = 1$ (см. рис. 7.9, а) для $\chi_{кр} = 0,8$ находим $\theta = 1,29$ рад. Затем по времени t_b силового тиристора и коэффициенту запаса $k_{зап} = 1,25$ определяем угловую частоту:

$$\omega_0 = \frac{1,29}{1,25 \cdot 20 \cdot 10^{-6}} = 51,6 \cdot 10^3 \frac{\text{рад}}{\text{с}}.$$

Величины L_k , C_k коммутационного узла составят:

$$L_k = \frac{3,2}{51,6 \cdot 10^3} = 62 \text{ мкГн}; \quad C_k = \frac{1}{3,2 \cdot 51,6 \cdot 10^3} = 6,0 \text{ мкФ}.$$

§ 7.3. ИППН С ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ КОММУТАЦИЕЙ И КОММУТИРУЮЩИМ КОНТУРОМ, ПОДКЛЮЧАЕМЫМ НА ЭТАПЕ КОММУТАЦИИ ПАРАЛЛЕЛЬНО СИЛОВОМУ ТИРИСТОРУ

Данный и последующие параграфы настоящей главы посвящены рассмотрению конкретных вариантов схем ИППН. Схемы отличаются структурой коммутационного узла, используемого для запираания силового тиристора. При рассмотрении принципа действия большое внимание уделяется определению начального напряжения на конденсаторе $U(0)$ и напряжений на тиристорах, являющихся важнейшими критериями при выборе схемы для практического применения.

Схема ИППН с параллельной коммутацией и коммутирующим контуром, подключаемым на этапе коммутации параллельно силовому тиристор (т. е. КУ по типу рис. 7.6, а), приведена на рис. 7.11, а. Кроме силового и коммутирующего тиристоров схема содержит «перезарядный» тиристор T_{π} , осуществляющий подготовительный для очередной коммутации перезаряд коммутирующего конденсатора. Дроссель сглаживающего фильтра на схеме не показан. Полагаем, что он учитывается суммарной достаточно большой индуктивностью цепи нагрузки Z_n .

Необходимая последовательность подачи управляющих импульсов на тиристоры (рис. 7.11, б) обеспечивается системой управления преобразователя. Начало формирования импульса выходного напряжения обуславливается подачей управляющего импульса на силовой тиристор. Процесс коммутации в схеме начинается с приходом импульса на отпирание коммутирующего тиристора. Поступление управляющего импульса на отпирание перезарядного тиристора совпадает во времени с управляющим импульсом силового тиристора.

Пуск схемы связан с подачей управляющего импульса на отпирание тиристора T_k при запертом тиристоре T_c . При отпирании тиристора T_k происходит процесс заряда конденсатора по цепи $E - C_k - L_k - T_k - Z_n$ до напряжения, близкого к E . В дальнейшем процессы в схеме обуславливаются сигналами управления (рис. 7.11, б). Через несколько тактов наступает установившийся режим работы схемы.

Рассмотрим процессы, протекающие в схеме в установившемся режиме (особенности начального, пускового, режима опишем позднее).

К моменту времени t_1 (рис. 7.11, з) конденсатор C_k заряжается до напряжения $U(0)$ с полярностью, указанной на рис. 7.11, а в скобках. К тиристор T_c прикладывается напряжение E в прямом направлении (рис. 7.11, е). Напряжение $u_n = 0$, ток нагрузки проводит диод D_o . К параллельно включенным тиристорам T_k, T_{π} прикладывается напряжение, равное $U(0) - E$; для тиристора T_{π} — в прямом направлении, для тиристора T_k — в обратном (рис. 7.11, ж).

В момент времени t_1 отпирается тиристор T_c . К нагрузке прикладывается напряжение E , диод D_o запирается. Через нагрузку протекает ток от источника питания. В связи с отпиранием в тот же момент времени тиристора T_{π} открытые тиристоры T_c, T_{π} создают кон-

тур колебательного перезаряда конденсатора C_K через дроссель L_K . К концу перезаряда полярность напряжения на конденсаторе изменяется на обратную (указана на рис. 7.11, а без скобок), что необходимо для проведения коммутации силового тиристора. К тиристорам T_K и T_H прикладывается обратное напряжение, и они запираются. Напряжение на конденсаторе к концу перезаряда близко к первоначальному значению.

Для запираания тиристора T_C в момент времени t_3 подачи управляющего импульса отпирается тиристор T_K . В схеме наступает описанный в § 7.2 коммутационный процесс, обусловленный протеканием тока i_C по цепи с тиристором T_C и диодом D . На интервале $t_3 - t_4$ под действием тока i_C (рис. 7.11, д) происходит уменьшение до нуля тока силового тиристора, на интервале $t_4 - t_5$ к тиристорам прикладывается запирающее напряжение (рис. 7.11, е), равное падению напряжения на диоде D от протекания через него разности токов $i_C - i_H$.

В момент времени t_5 $i_C = i_H$ (рис. 7.11, д), ток диода D равен нулю и он запирается. Полярность напряжения на конденсаторе C_K указана на рис. 7.11, а в скобках, а его величина превышает E . В связи с этим диод D_0 отпирается, образуя цепь замыкания тока i_H ; напряжение $u_H = 0$; к тиристорам T_C и T_K прикладывается напряжение E в прямом направлении (рис. 7.11, в, е). С запираением диода D и отпиранием диода D_0 в схеме образуется контур $E - C_K - L_K - T_K - D_0$, в котором завершается процесс перезаря-

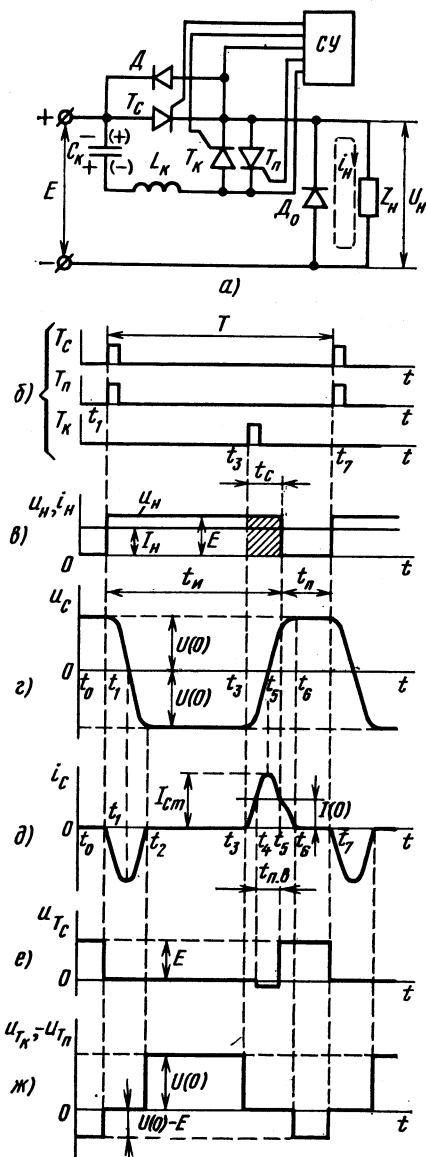


Рис. 7.11. Схема ИППН с параллельной коммутацией и коммутирующим контуром, подключаемым на этапе коммутации параллельно силовому тиристорам (а); временные диаграммы, иллюстрирующие его работу (б — ж)

да конденсатора (интервал времени $t_5 - t_6$ на рис. 7.11, д). Ток диода D_0 на этой стадии равен разности $i_n - i_c$. Завершающий этап обусловливается отдачей энергии, накопленной в дросселе L_k , в цепь источника питания и конденсатор. Он характеризуется уменьшением тока i_c до нуля и дозарядом конденсатора до напряжения $U(0)$ (рис. 7.11, з, д). После спада в момент времени t_6 тока i_c до нуля тиристор T_n запирается и к нему прикладывается обратное напряжение, равное $U(0) - E$ (рис. 7.11, ж). Пауза t_n в кривой выходного напряжения (рис. 7.11, в) продолжается до момента времени t_7 , когда происходит очередное отпирание силового тиристора. В последующем процессы в схеме повторяются.

Из анализа процессов в преобразователе следует, что уменьшение выходного напряжения до нуля (рис. 7.11, в) происходит не в момент отпирания коммутирующего тиристора, а спустя время t_c , в течение которого ток нагрузки протекает через тиристор T_c и диод D (указанные элементы создают связь нагрузки с источником питания). Это вызывает как бы появление дополнительного импульса в кривой выходного напряжения на интервале t_c (заштрихованная площадка на рис. 7.11, в). Указанное характеризует особенность схем ИППН с параллельной коммутацией, отмечавшуюся в § 7.2.

Для схемы преобразователя представляет интерес нахождение начального напряжения на конденсаторе $U(0)$, которое используется при расчете элементов L_k , C_k , а также, как видно из рис. 7.11, ж, определяет выбор коммутирующего и перезарядного тиристоров по напряжению.

Напряжение $U(0)$ является одним из параметров установившегося режима перезаряда конденсатора, наступающего спустя несколько периодов работы схемы. Для оценки параметров установившегося режима процессы колебательного перезаряда конденсатора в КУ удобно рассматривать на фазовой плоскости в координатах $Z_c i_c$, u_c (рис. 7.12), где $Z_c = \sqrt{L_k/C_k}$ — характеристическое сопротивление

контура перезаряда, составленного из элементов L_k , C_k . Ток i_c и напряжение u_c при колебательном процессе сдвинуты по фазе на 90° . Преимуществом метода фазовой плоскости является его наглядность и компактность при рассмотрении большого числа циклов перезаряда. Удобство этого метода заключается и в том, что при соответствующем выборе масштаба по осям $Z_c i_c$ и u_c траектория точки, отображающей перезарядный процесс, составляется (при допущении отсутствия потерь) из дуг окружностей соответствующего радиуса и отрезков прямых.

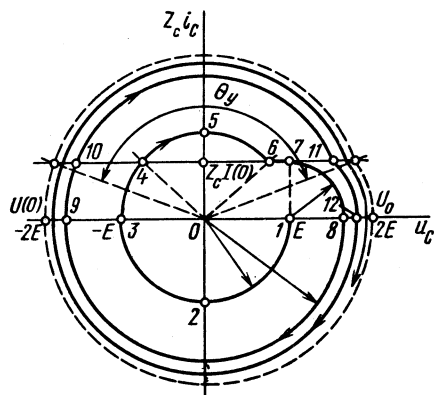


Рис. 7.12. Фазовый портрет процесса перезаряда конденсатора в схеме рис. 7.11, а

Процессы, протекающие в КУ при перезарядках конденсатора, на-
 чнем рассматривать с этапа пуска, когда после отпирания тиристора
 T_k конденсатор C_k оказывается заряженным до напряжения E (точка
 1 на рис. 7.12). Затем в соответствии с диаграммами рис. 7.11, б от-
 пираются тиристоры T_c и T_n . В контуре $C_k - L_k - T_n - T_c$ про-
 исходит процесс подготовительного перезаряда конденсатора. Без
 учета потерь энергии в контуре перезаряда процесс на фазовой пло-
 скости будет описываться дугой окружности 1—2—3 с радиусом, рав-
 ным E . Ордината точки 2 определяет амплитуду перезарядного тока
 $I_{cm} = E/Z_c$. К концу перезаряда напряжение на конденсаторе равно
 $-E$ (точка 3).

Траектория изображающей точки 3—4—...—8 характеризует пе-
 перезарядный процесс, сопровождающий коммутацию силового тири-
 стора. На участке 3—4 $i_c < i_n = I(0)$ и ток i_c протекает через тири-
 стор T_c во встречном направлении. Участок 4—6 соответствует эта-
 пу протекания тока i_c через диод D и приложению к тиристоры T_c
 обратного напряжения. Угол между точками 4, 6 характеризует θ .
 По достижении точки 6 $i_c = I(0)$ и диод D закрывается. Диод D_o
 при этом открыться не может, поскольку напряжение на конденса-
 tore в точке 6 $u_c < E$ и к диоду приложено обратное напряжение, рав-
 ное $E - u_c$. При закрытых диодах D и D_o путь тока продолжающегося
 перезаряда конденсатора создается через нагрузку по цепи $E - C_k -$
 $L_k - T_k - Z_n$. Поскольку индуктивность в цепи нагрузки велика
 $(L_n \gg L_k)$, ток i_n на этом интервале остается практически неизмен-
 ным, т. е. после точки 6 конденсатор перезарядается постоянным
 током $I(0)$. Этапу перезаряда конденсатора постоянным током соот-
 ветствует отрезок прямой 6—7. Этап продолжается до момента дости-
 жения конденсатором напряжения E (рис. 7.12), что обуславливает
 отпирание диода D_o и переход тока i_n в цепь этого диода.

На рис. 7.12 дуга окружности 7—8 характеризует завершающий
 этап перезаряда конденсатора рассматриваемого коммутационного
 процесса. Контур перезаряда на этом этапе состоит из источника пи-
 тания E и элементов C_k, L_k, T_k, D_o . Поскольку в контур перезаряда
 входит источник питания E с полярностью напряжения, встречной
 протеканию тока i_c , центр дуги окружности 7—8 расположен в точ-
 ке 1. Как видно из рис. 7.12, напряжение на конденсаторе при завер-
 шении первого такта перезаряда (в точке 8), равное $E + Z_c I(0)$, по-
 лучилось большим, чем в начале (в точке 1).

Очередной цикл перезаряда конденсатора наступает спустя вре-
 мя паузы t_n в момент отпирания тиристоров T_c и T_n (участок 8—9
 подготовительного перезаряда). Затем при отпирании тиристора T_k
 происходит «рабочий» перезаряд конденсатора, сопровождающийся
 запирающим силовым тиристором (участок 9—10—11—12). В этом цик-
 ле перезаряда участок, соответствующий $i_c = I(0)$, отсутствует, так
 как к моменту запирающего диода D (точка 11) напряжение на конден-
 саторе $u_c > E$ и при запирающем диода D сразу же происходит отпирани-
 е диода D_o .

Последующие циклы перезаряда протекают аналогично. Напря-
 жение на конденсаторе закончившегося цикла определяет начальное

напряжение очередного цикла перезаряда. Без учета потерь энергии в цепях перезаряда перезарядный процесс конденсатора имеет вид раскручивающейся спирали, что характеризует наличие в контуре коммутации эффекта последовательного накопления энергии. Он проявляется в повышении напряжения на конденсаторе после каждого цикла перезаряда. Основная причина этого явления — получение конденсатором дополнительной энергии от дросселя L_k на этапе завершения коммутационного процесса (участки 7—8, 11—12 и т. д.).

Однако в реальных условиях процесс перезаряда конденсатора сопровождается некоторой потерей энергии. Энергия частично теряется в активных сопротивлениях соединительных проводов, активном сопротивлении обмоток коммутирующего дросселя L_k , конденсаторе, тиристорах и диодах. Из-за наличия потерь после некоторого числа циклов перезаряда конденсатора с начала пуска схемы в коммутационном узле устанавливается баланс, который характеризуется равенством энергии, дополнительно поступающей в конденсатор и рассеиваемой в перезарядных цепях. На фазовой плоскости (рис. 7.12) состоянию баланса энергии в КУ соответствует достижение установившегося цикла (кривая перезаряда установившегося цикла показана пунктиром), для которого напряжение на конденсаторе в конце перезаряда равно напряжению на нем к началу цикла.

Таким образом, параметры установившегося цикла следует определять, исходя из потерь энергии в цепях перезаряда с учетом используемых типов конденсатора, тириستоров, диодов, а также параметров коммутирующего дросселя. Напряжение $U(0)$ установившегося цикла зависит от тока $I(0)$. Возможные значения $U(0)$ на практике лежат в пределах от $1,5 E$ до $2,2 E$. По напряжению $U(0)$ производят выбор

коммутирующего и перезарядного тиристоров. Тиристор T_c , а также диоды D , D_o выбирают на напряжение, равное E .

На рис. 7.13, а показан упрощенный вариант рассмотренной схемы. Вместо тиристора T_k здесь используется диод D_k . Регулирование выходного напряжения осуществляется изменением во времени момента отпирания не коммутирующего, а перезарядного тиристора T_n (рис. 7.13, б). При отпирании тиристора T_n вначале происходит подготовительный перезаряд конденсатора через тиристоры T_n , T_c и сразу же вслед за ним через диод D_k — «рабочий» перезаряд, сопровождающий запираение силового тиристора. С учетом того, что в этой схеме интервал $t_2 - t_3$ от-

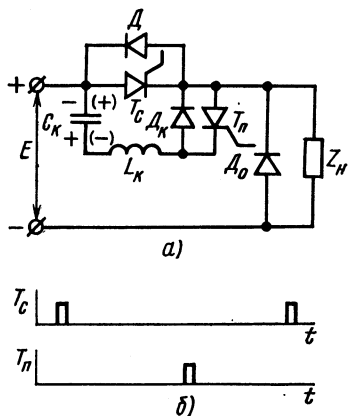


Рис. 7.13. Упрощенный вариант схемы рис. 7.11, а (а); форма управляющих импульсов преобразователя (б)

существует, временные диаграммы рис. 7.11, *в* — *ю* будут действительны и для схемы рис. 7.13, *а*. Ей соответствуют те же значения напряжения $U(0)$. Для проведения начального заряда конденсатора с целью осуществления режима пуска от системы управления не требуется формирования специального управляющего импульса. Начальный заряд конденсатора осуществляется по цепи $C_K - L_K - D_K - Z_H$ при подключении схемы на напряжение питания E .

§ 7.4. ИПНН С ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ КОММУТАЦИЕЙ И КОММУТИРУЮЩИМ КОНТУРОМ, ПОДКЛЮЧАЕМЫМ НА ЭТАПЕ КОММУТАЦИИ ПАРАЛЛЕЛЬНО НАГРУЗКЕ

Схема преобразователя с параллельной коммутацией и коммутирующим контуром, подключаемым на этапе коммутации параллельно нагрузке, показана на рис. 7.14, *а*. Его узел коммутации выполнен по схеме рис. 7.6, *б*. Тиристор T_3 предназначен для проведения подготовительного заряда конденсатора перед очередной коммутацией силового тиристора.

Последовательность подачи управляющих импульсов на тиристоры от системы управления показана на рис. 7.15, *а*. Тиристор T_3 отпирается одновременно с силовым тиристором. Изменением задержки во времени поступления импульса на коммутирующий тиристор регулируют длительность выходных импульсов и величину напряжения на нагрузке U_H .

Процессы, протекающие в схеме, рассмотрим вначале с помощью метода фазовой плоскости (рис. 7.14, *б*).

Режим пуска преобразователя осуществляется при поступлении отпирающих импульсов на силовой и зарядный тиристоры. С их отпиранием к нагрузке прикладывается напряжение E , а в образовавшейся цепи $E - T_C - T_3 - L_K - C_K$ происходит процесс колебательного заряда конденсатора с полярностью, указанной на рис. 7.14, *а* без скобок. Без учета потерь энергии в контуре конденсатор заряжается до напряжения $2E$. На фазовой плоскости процессу началь-

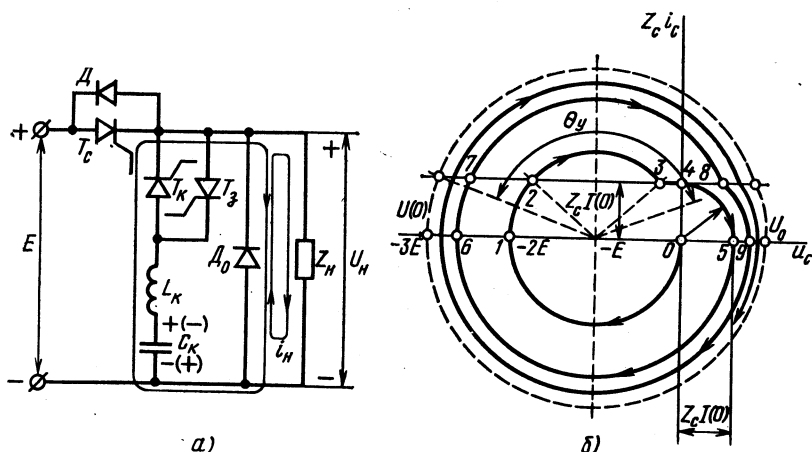


Рис. 7.14. Схема ИПНН с параллельной коммутацией и коммутирующим контуром, подключаемым на этапе коммутации параллельно нагрузке (*а*); фазовый портрет процесса перезаряда конденсатора в узле коммутации (*б*)

ного заряда соответствует дуга окружности $0-1$ с центром в точке с координатами $(-E; 0)$. По окончании заряда к тиристор T_3 прикладывается запирающее напряжение E , а конденсатор приобретает напряжение с полярностью, необходимой для проведения коммутации.

К концу интервала проводимости силового тиристора поступает импульс на отпирание тиристора T_K . С его отпиранием наступает коммутационный процесс перезаряда коммутирующего конденсатора, характеризующийся кривой $1-2 \dots -5$ на рис. 7.14, б.

На участке $1-2$ ток перезаряжающегося конденсатора i_C протекает через тиристор T_C навстречу току нагрузки в нем. С момента времени, определяемого точкой 2, ток тиристора T_C равен нулю. На участке $2-3$ к тиристор T_C прикладывается обратное напряжение, равное падению напряжения на диоде D от протекания через него разности токов $i_C - i_H$. В точке 3 ток этого диода равен нулю и диод запирается. Полярность напряжения на конденсаторе в точке 3 является запирающей для диода D_0 , и он остается в закрытом состоянии. При этом ток нагрузки из цепи диода D переходит в цепь конденсатора. После точки 3 конденсатор продолжает перезаряжаться током i_H , принимаемым неизменным и равным $I(0)$. По достижении точки 4 напряжение на конденсаторе становится равным нулю, что вызывает отпирание диода D_0 и переход тока нагрузки из цепи конденсатора в цепь этого диода. Напряжение на нагрузке равно нулю. После точки 4 следует завершающий этап перезаряда конденсатора, обусловленный спаданием тока i_C в колебательном контуре $C_K - L_K - T_K - D_0$. Через диод D_0 при этом протекает разность токов $i_H - i_C$. На участке $4-5$ энергия, накопленная в дросселе, отдается в конденсатор и его напряжение повышается на величину $Z_c I(0)$.

Поступление очередных отпирющих импульсов на тиристоры вызывает аналогичные процессы перезаряда конденсатора. Отличие заключается в том, что во втором и последующих циклах перезаряда отсутствуют участки с неизменным током $i_C = I(0)$. Это связано с тем, что в момент запираания диода D (например, в точке 8) напряжение на

конденсаторе имеет полярность, необходимую для отпирания диода D_0 . Кривая, характеризующая процесс перезаряда конденсатора без учета энергии, имеет вид раскручивающейся спирали, что свидетельствует о наличии в схеме эффекта последовательного накопления энергии. Причина явления здесь та же, что и в предыдущей схеме, — подзаряд конденсатора спадающим током коммутирующего дросселя на участках $4-5$, $8-9$. После нескольких перезарядных циклов из-за наличия потери энергии, сопровождающих перезаряд конденсатора, в схеме наступает установившийся режим,

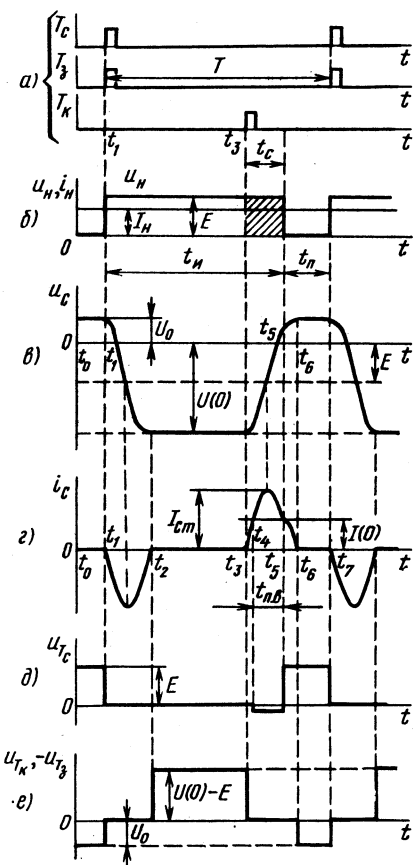


Рис. 7.15. Временные диаграммы, иллюстрирующие процессы в схеме преобразователя рис. 7.14, а

которому соответствует замкнутая кривая на рис. 7.14, б (показана пунктиром).

Параметры установившегося режима $U(0)$ и U_0 для рассматриваемой схемы, как видно из рис. 7.14, существенно различаются. Возможные значения $U(0)$ лежат в диапазоне от $2,5 E$ до $3,2 E$, а U_0 — от $0,5 E$ до $1,3 E$. Указанное зависит от факторов (см. § 7.3), определяющих потери энергии в цепях перезаряда коммутлирующего конденсатора.

Временные диаграммы, иллюстрирующие характер изменения напряжений и токов в схеме рис. 7.14, а, приведены на рис. 7.15, а — е. От диаграмм для схемы рис. 7.11, а они отличаются главным образом видом кривой $u_C(t)$, смещенной в область отрицательных значений напряжения на величину E (рис. 7.11, г; 7.15, в). С точки зрения использования тиристоров по напряжению рассмотренная схема не отличается от предыдущей. Коммутирующий тиристор и тиристор T_3 здесь также следует выбирать на напряжение $(1,5 \div 2,2)E$. Недостатком схемы является повышенное напряжение на коммутирующем конденсаторе.

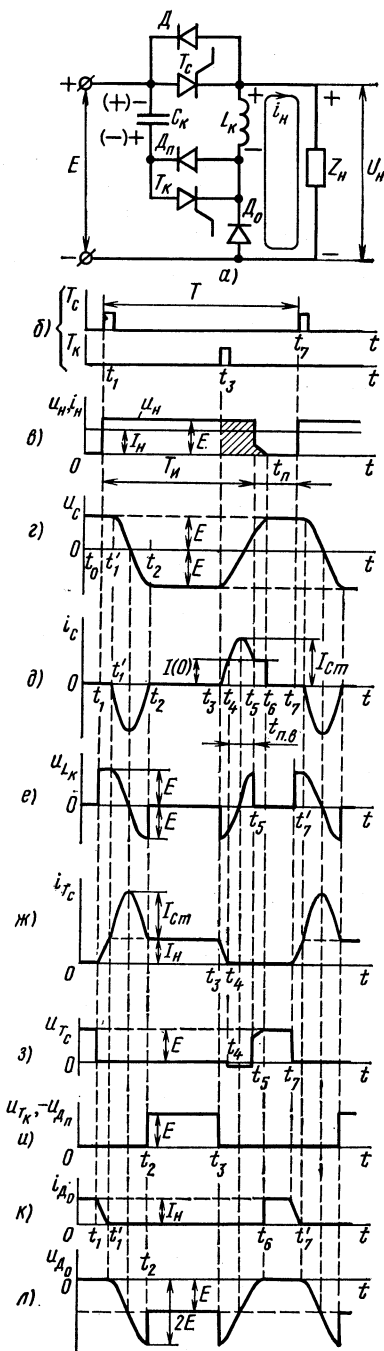
§ 7.5. ИППН С ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ КОММУТАЦИЕЙ И КОММУТИРУЮЩИМ ДРОССЕЛЕМ В ЦЕПИ ОБРАТНОГО ДИОДА

Схема ИППН с параллельной коммутацией и коммутирующим дросселем в цепи обратного диода приведена на рис. 7.16, а. Как и в схемах рис. 7.11, а, 7.13, а, здесь использован узел принудительной коммутации (см. рис. 7.6, а). Особенностью рассматриваемой схемы является включение коммутирующего дросселя L_K в цепь обратного диода D_0 . Благодаря такому включению максимальные напряжения на коммутирующем конденсаторе и тиристорах схемы не превышают величины E . Из всех ИППН с параллельной коммутацией схема рис. 7.16, а в этом смысле наилучшим образом удовлетворяет предъявляемым требованиям.

Начальный заряд конденсатора C_K производится до напряжения, близкого к E (полярность указана в скобках), от источника питания по цепи $L_K - T_K - Z_H$ подачей отпирающего пускового импульса управления на тиристор T_K . Последовательность импульсов, управляющих тиристорами T_C и T_K в режиме регулирования напряжения, показана на рис. 7.16, б. На рис. 7.16, в — л приведены временные диаграммы, поясняющие работу схемы. Принцип ее действия будем рассматривать при наличии в цепи нагрузки большой индуктивности, обеспечивающей хорошее сглаживание тока i_H .

К моменту времени t_1 тиристоры преобразователя заперты, конденсатор C_K заряжен до напряжения E с полярностью, указанной на рисунке в скобках (рис. 7.16, а, г). Напряжение на нагрузке равно нулю, ток нагрузки протекает через диод D_0 и дроссель L_H (рис. 7.16, в, к). В момент времени t_1 подачей управляющего импульса отпирается тиристор T_C . К нагрузке прикладывается напряжение E . С момента времени t_1 начинается переход тока i_H из цепи диода D_0 в цепь источника питания. Ввиду наличия индуктивности L_K в цепи диода D_0 процесс продолжается в течение интервала времени $t_1 - t_1'$, в котором ток i_{D_0} спадает до нуля, а ток силового тиристора нарастает от нуля до I_H (рис. 7.16, ж, к). Процесс протекает под воздействием напряжения E , прикладываемого к дросселю L_K (рис. 7.16, а, е). Длительность интервала $t_1 - t_1'$ определяют из соотношения

$$t_1 - t'_1 = \frac{I(0) L_K}{E}$$



За счет приложенного к дросселю напряжения диод D_K на интервале $t_1 - t'_1$ не проводит тока и напряжение на конденсаторе не изменяется. В момент времени t'_1 указанный переход тока заканчивается, диод D_0 запирается, что вызывает отпирание диода D_K и протекание процесса подготовительного перезаряда конденсатора C_K в контуре с открытыми тиристором T_K , диодом D_K и дросселем L_K . Процесс перезаряда носит колебательный характер. По окончании перезарядного процесса полярность напряжения на конденсаторе изменяется на обратную, а его величина близка к E .

На интервале $t_2 - t_3$ напряжения на элементах схемы остаются без изменений и определяются напряжениями источника питания и конденсатора.

В момент времени t_3 поступает управляющий импульс, отпирющий тиристор T_K . В схеме протекает коммутационный процесс перезаряда конденсатора в контуре $C_K - L_K - T_K(D)$. Под действием встречного тока i_C ток силового тиристора спадает до нуля (интервал $t_3 - t_4$ на рис. 7.16, д, ж), а на интервале $t_4 - t_5$ к тиристорному прикладывается обратное напряжение (рис. 7.16, д, з), равное падению напряжения на диоде D от протекающего через него на этом интервале тока $i_C - i_H$. В момент времени t_5 $i_C = i_H$ и ток диода D равен нулю. Однако при

Рис. 7.16. Схема ИППН с параллельной коммутацией и коммутирующим дросселем в цепи обратного диода (а); временные диаграммы, характеризующие процессы в преобразователе (б—л)

этом напряжение $u_c < E$ и диод D_o остается закрытым. С момента времени t_5 ток i_n переходит в цепь $E - C_K - T_K - L_K - Z_H$. Индуктивность L_K в этой цепи много меньше индуктивности в цепи нагрузки, поэтому она не оказывает влияния на процесс перезаряда конденсатора на этом интервале. В связи с этим на интервале $t_5 - t_6$ $i_c = I(0)$, а напряжение на конденсаторе увеличивается по линейному закону до напряжения E (рис. 7.16, z, ∂). На интервале $t_5 - t_6$ конденсатор оказывается подключенным параллельно тиристор T_c , что обуславливает появление линейного участка в кривых $u_n(t)$ и $u_{T_c}(t)$ на рис. 7.16, $в, з$.

Когда напряжение на конденсаторе достигает величины E (момент времени t_6), диод D_o отпирается и ток нагрузки из цепи конденсатора переходит в цепь этого диода (рис. 7.16, $\partial, к$). Открывшийся диод D_o фиксирует напряжение на конденсаторе C_K на уровне E , сохраняя это напряжение неизменным (рис. 7.16, $а, з$). Тиристор T_K переходит в непроводящее состояние. Напряжение на нем, равное разности напряжений питания и конденсатора, близко к нулю (рис. 7.16, $и$). После момента времени t_6 напряжения на элементах схемы остаются без изменений. Их уровни определяются напряжением питания E и напряжением на конденсаторе, также равным E , с полярностью, указанной на рис. 7.16, $а$ в скобках. С приходом очередного импульса на отпирание силового тиристора в момент времени t_7 процессы в схеме повторяются.

Рассмотренному циклу перезаряда конденсатора соответствует фазовый портрет на рис. 7.17. Точка 1 определяет состояние конденсатора КУ по окончании предыдущего цикла перезаряда или после заряда конденсатора при пуске. Участок 1—2—3 (точки на рис. 7.17 соответствуют моментам времени на диаграммах рис. 7.16, $б—л$) описывает процесс подготовительного перезаряда конденсатора в цепи с диодом D_n и тиристором T_c . Участок 3—4—5—6 характеризует коммутационный процесс, сопровождающийся запирающим силовым тиристором. Участок 5—6 отвечает этапу перезаряда конденсатора неизменным током $I(0)$. Возвращению схемы в исходное состояние соответствует участок 6—1. В схеме отсутствует эффект последовательного накопления энергии, так как по окончании коммутационного процесса энергия, накопленная в дросселе L_K , отдается при отпирании диода D_o не в цепь конденсатора, а в нагрузку.

Из временных диаграмм рис. 7.16, $з—л$ следует, что все элементы схемы преобразователя, за исключением диода D_o , выбирают на напряжение источника питания E . Диод D_o необходимо выбирать на обратное напряжение, равное $2E$. Максимальное обратное напряже-

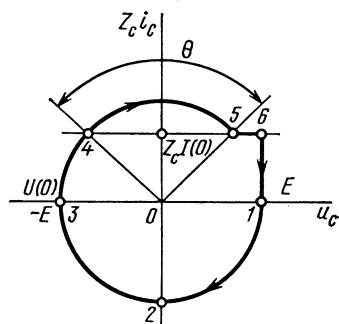
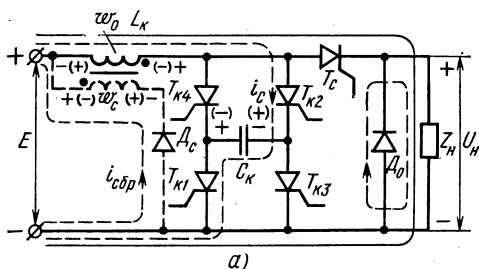


Рис. 7.17. Фазовый портрет процесса перезаряда конденсатора в коммутационном узле схемы рис. 7.16, $а$

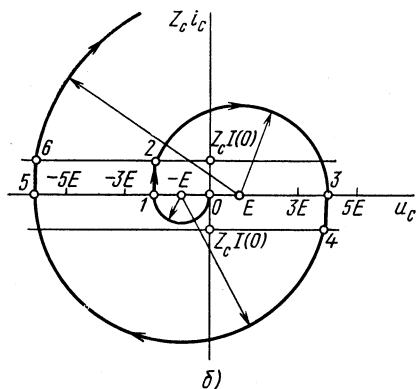
ние прикладывается к этому диоду в момент времени t_2 (рис. 7.16, л) и равно сумме напряжений источника питания и коммутирующего дросселя.

§ 7.6. ИППН С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ КОММУТАЦИЕЙ

Пример построения схемы ИППН с последовательной коммутацией показан на рис. 7.18, а. Его коммутационный узел выполнен по схеме рис. 7.7, а. Коммутирующий конденсатор C_K



а)



б)

Рис. 7.18. Пример построения схемы ИППН с последовательной коммутацией (а); фазовый портрет процесса перезаряда конденсатора в коммутационном узле (б)

тур коммутации, в который входят источник питания E , коммутирующий дроссель L_K и коммутирующий конденсатор C_K . В обоих случаях напряжение конденсатора прикладывается минусом к аноду тиристора T_c и плюсом — к его катоду (через проводящий диод D_0).

Пуск схемы производится отпиранием одной пары коммутирующих тириستоров (например, T_{K3} и T_{K4}) при запертом тиристоре T_c . В контуре с открытыми тиристорами через дроссель L_K осуществляется начальный заряд конденсатора от источника питания E по колебательному закону (участок 0—1 на фазовой плоскости, рис. 7.18, б). Без учета потерь энергии в цепи заряда конденсатор

расположен в диагонали моста, образованного из четырех коммутирующих тиристоров $T_{K1}—T_{K4}$. Для коммутации силового тиристора поочередно отпирают по два коммутирующих накрест лежащих тиристора T_{K1} и T_{K2} , T_{K3} и T_{K4} . При полярности напряжения на конденсаторе, указанной на рис. 7.18, а без скобок, для запираания тиристора T_c отпирают тиристоры T_{K1} и T_{K2} , а при полярности, указанной в скобках, — тиристоры T_{K3} и T_{K4} . Такая последовательность отпирания тиристоров позволяет исключить «холостые» (подготовительные) перезаряды коммутирующего конденсатора и использовать оба его такта перезаряда для коммутации силового тиристора. Как при отпирании тиристоров T_{K1} и T_{K2} , так и при отпирании тиристоров T_{K3} и T_{K4} в схеме образуется кон-

зарядится до напряжения $-2E$ с полярностью, указанной на рис. 7.18, а без скобок. Затем последовательность импульсов, поступающих от системы управления, подчиняется режиму работы преобразователя при регулировании выходного напряжения (см. рис. 7.20, а).

Спустя время $t_{\text{и}}$ после отпирания тиристора T_c отпираются тиристоры $T_{\text{к1}}$, $T_{\text{к2}}$, создающие аналогичный контур перезаряда конденсатора (ток i_c контура показан пунктиром) с тем отличием, что перед их отпиранием ток дросселя равен $I(0)$, а конденсатор заряжен до напряжения $2E$ с полярностью, встречной напряжению питания. При отпирании тиристоров $T_{\text{к1}}$, $T_{\text{к2}}$ конденсатор $C_{\text{к}}$ подключается через диод D_0 к тиристору T_c обратной для него полярностью. Ток тиристора T_c достаточно быстро спадает до нуля и к нему прикладывается запирающее напряжение. Ток нагрузки замыкается через обратный диод D_0 . Запертый тиристор T_c отделяет коммутационный узел от цепи нагрузки. Ток дросселя $L_{\text{к}}$ переходит из цепи силового тиристора в цепь конденсатора. Это обуславливает тот факт, что начальный ток конденсатора при перезаряде равен току $I(0)$, протекающему через коммутирующий дроссель. На фазовой плоскости рис. 7.18, б начальные условия схемы при перезаряде характеризуются точкой 2.

Перезаряд конденсатора осуществляется при наличии в контуре источника питания E и поэтому описывается на фазовой плоскости дугой окружности с центром в точке $(+E; 0)$. В точке 3 ток $i_c = 0$ и конденсатор заряжен с полярностью, указанной в скобках. К тиристорам $T_{\text{к1}}$ и $T_{\text{к2}}$ прикладывается обратное напряжение $(U_c - E)/2$, и они запираются. Очередной процесс коммутации при отпирании тиристоров $T_{\text{к3}}$, $T_{\text{к4}}$ (участок 3—4—5), а также последующие процессы протекают подобно рассмотренному.

Как видно из рис. 7.18, б, напряжение на конденсаторе при каждом такте его перезаряда повышается и без учета потерь энергии фазовая траектория имеет вид раскручивающейся спирали. Указанное отражает наличие в преобразователе эффекта последовательного накопления энергии в конденсаторе, который проявляется здесь намного сильнее, чем в предыдущих схемах. Это связано, во-первых, с поступлением энергии в конденсатор в процессе его перезаряда от источника питания и, во-вторых, с передачей в конденсатор энергии, накопленной в дросселе перед коммутацией. Установившемся циклу, который характеризуется равенством энергии, получаемой и теряемой в коммутационном узле, соответствуют довольно значительные напряжения на конденсаторе, при которых $U(0) = (5 \div 10)E$ или более. Ввиду создаваемых перенапряжений на элементах возникает опасность выхода их из строя, вследствие чего рассматриваемая схема без дополнительных мер по отводу избыточной энергии от коммутационного узла не может быть применена на практике. Задачу решают введением в схему цепи сброса (показана пунктиром), составленной из дополнительной обмотки w_c дросселя $L_{\text{к}}$ и диода D_c . Число витков w_c обмотки сброса больше числа витков основной обмотки: $n = w_c/w_0$.

Принцип действия цепи сброса иллюстрируется временными диаграммами рис. 7.19, а—г. Напряжение $u_c(t)$ и ток $i_c(t)$ с момента времени t_1 отпирания коммутирующих тиристоров (например, T_{K1} и T_{K2}) изменяются, как показано на рис. 7.19, а, б. Характер их изменения описывается уравнениями (7.9), (7.10) (если бы в схеме отсутствовала цепь сброса, то после момента времени t_3 напряжению u_c и току i_c соответствовали бы пунктирные кривые). Напряжение u_{L_0} на обмотке дросселя (рис. 7.19, в), определяемое разностью $u_c(t) - E$, имеет вид двуполярной кривой.

Полярности напряжений на обмотках двухобмоточного дросселя на интервале $t_1 - t_2$ показаны на рис. 7.18, а в скобках. Диод D_c закрыт, в связи с чем цепь сброса на этом интервале не оказывает влияния на процессы перезаряда конденсатора в КУ. Напряжение на обмотке сброса в n раз превышает напряжение u_{L_0} основной обмотки. К диоду D_c прикладывается напряжение в обратном направлении: $nu_{L_0} + E$.

Спустя время $t_1 - t_2$ полярности напряжений на обмотках изменяются (рис. 7.19, в), что характеризует отдачу энергии, накопленной в дросселе, в конденсатор C_K . В момент времени t_3 напряжение на обмотке сброса, направленное встречно напряжению источника питания, равно E . Это вызывает отпирание диода D_c в цепи сброса. На основной обмотке дросселя напряжение равно E/n (рис. 7.19, в).

С отпиранием диода D_c создается цепь отдачи энергии, накопленной в дросселе L_K , в цепь источника питания, поэтому ее поступление в конденсатор прекращается. Ток дросселя из цепи конденсатора переходит в цепь обмотки сброса (рис. 7.19, б, г). Если не учитывать активные сопротивления обмоток дросселя и их индуктивности рассеяния, то такой переход тока можно считать достаточно быстрым. На этапе отдачи энергии дросселя в цепь источника питания напряжения на его обмотках не изменяются: напряжение на об-

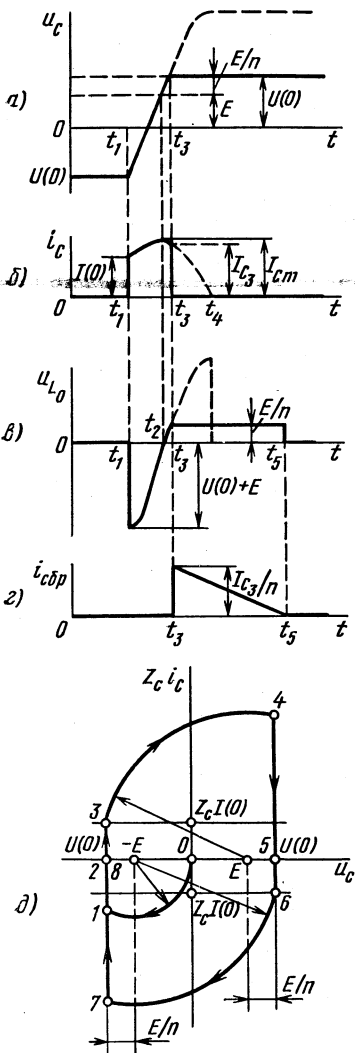


Рис. 7.19. Временные диаграммы, характеризующие электромагнитные процессы в коммутационном узле схемы рис. 7.18, а (а — г); фазовый портрет процесса перезаряда конденсатора при наличии цепи сброса (д)

мотке ω_c равно E , а напряжение на обмотке $\omega_0 = E/n$. Процесс сброса энергии заканчивается при достижении током $i_{сбр}$ нулевого значения. Напряжение на конденсаторе (рис. 7.19, а), достигнув в момент времени t_3 значения $\frac{1+n}{n} E$, остается далее неизменным. Оно определяет значение напряжения $U(0)$ перед очередной коммутацией силового тиристора.

Аналогично проявляется влияние цепи сброса и на последующие процессы перезаряда коммутирующего конденсатора. Напряжение обеих полярностей на конденсаторе фиксируется на уровне $\frac{1+n}{n} E$ (на практике за счет активных сопротивлений обеих обмоток дросселя и их индуктивностей рассеяния напряжение на конденсаторе получается несколько выше).

Фазовый портрет процесса перезаряда конденсатора при наличии цепи сброса приведен на рис. 7.19, д. Ввиду идентичности протекания процессов в обоих тактах перезаряда конденсатора C_K кривая, характеризующая его установившийся режим, симметрична относительно оси абсцисс. Участки 1—2, 4—5, 7—8 отражают прекращение роста напряжения на конденсаторе при вступлении в работу цепи сброса.

На рис. 7.20, а—е приведены временные диаграммы, поясняющие работу преобразователя при формировании кривой выходного напряжения. В кривой $u_H(t)$ (рис. 7.20, б) пауза t_n наступает с момента отпирания коммутирующих тиристорov, что является признаком применения в схеме узла последовательной коммутации. Напряжение $U(0) = \frac{1+n}{n} E$ определяет уровни максимальных напряжений на силовом и коммутирующем тиристорах. Максимальное обратное напряжение действует на диоде D_c при отпирании коммутирующих тиристорov и составляет $(U(0) + E)n + E = 2(1+n)E$.

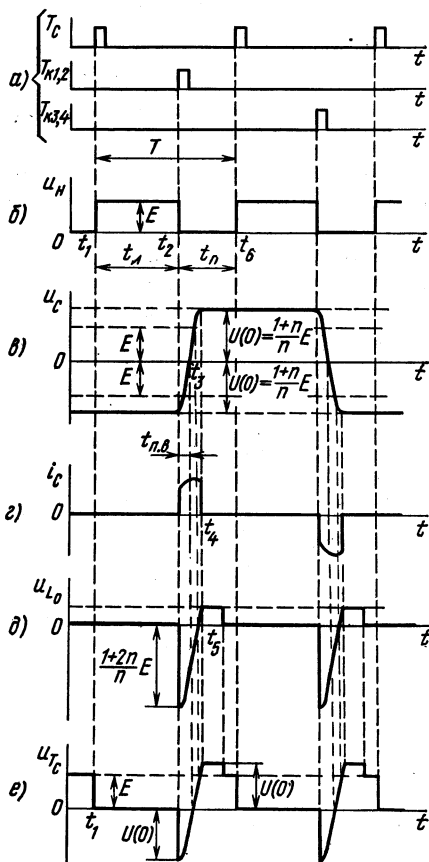


Рис. 7.20. Временные диаграммы, иллюстрирующие процессы в схеме преобразователя рис. 7.18, а при формировании кривой выходного напряжения

Увеличение коэффициента трансформации n двухобмоточного дроселя благоприятно сказывается на уменьшении напряжения $U(0)$ и напряжений на тиристорах, однако при этом возрастает обратное напряжение на диоде D_c . В связи с указанным выбирают $n = 1,5 \div 3$, что соответствует $U(0) = (1,33 \div 1,67)E$ и обратному напряжению на диоде D_c , равному $(5 \div 8)E$.

Схемы ИППН с последовательной коммутацией нашли меньшее распространение на практике, чем схемы с параллельной коммутацией. Это объясняется более сильным проявлением в них эффекта последовательного накопления энергии и необходимостью введения для его устранения специальных цепей отвода избыточной энергии от КУ, усложняющих схему преобразователя. Кроме того, ИППН с последовательной коммутацией, как правило, требуют применения большего числа вспомогательных тиристоров.

§ 7.7. ДВУХТАКТНЫЕ ИППН

Двухтактные ИППН относятся к простейшему типу преобразователей, выполняемых по многотактному принципу (см. § 7.1). Многотактный способ построения ИППН, как известно, уменьшает загрузку тиристоров по току, исключая при этом их нежелательное параллельное соединение.

Двухтактные ИППН реализуют на основе двух преобразователей, поочередно работающих на общую нагрузку. Важным преимуществом этих преобразователей помимо уменьшения вдвое тока силовых тиристоров является возможность работы с общим узлом принудительной коммутации, осуществляющим поочередное запираение силовых тиристоров обоих преобразователей (с отсутствием «холостых» подготовительных перезарядов).

Схема двухтактного ИППН с параллельной коммутацией приведена на рис. 7.21, а. Она состоит из двух ветвей с силовыми тиристорами T_1 , T_3 и T_2 , T_4 , причем тиристоры T_1 , T_2 выполняют также роль коммутирующих приборов по отношению друг к другу. Диаграммы, поясняющие принцип работы преобразователя, показаны на рис. 7.21, б—е.

На интервале $t_1 - t_2$ на нагрузке действует напряжение E в результате отпирания в момент времени t_1 тиристоров T_1 , T_3 . По окончании интервала t_n отпирается тиристор T_2 . Тиристор T_2 образует контур колебательного перезаряда конденсатора, под действием которого вначале запирается тиристор T_1 , а затем и тиристор T_3 . Процесс коммутации протекает так же, как и в схемах рис. 7.11, а, 7.16, а. На начальном этапе ток $i_c < i_n$ протекает через тиристор T_1 , уменьшая его ток до нуля. Затем ток $i_c > i_n$ протекает через диод D_1 , а на завершающем этапе — через тиристор T_3 , диод D_0 и источник питания E . Тиристор T_1 запирается на этапе протекания тока i_c через диод D_1 , а тиристоры T_2 и T_3 — после достижения $i_c = 0$. По окончании перезаряда напряжение на конденсаторе имеет обратную полярность. На интервале $t_2 - t_3$ $u_n = 0$, а ток i_n протекает через диод D_0 .

На интервале t_3-t_4 проводят ток тиристоры T_2, T_4 . Их запирающие производят отпиранием тиристора T_1 . Процесс коммутации протекает аналогично. По окончании интервала паузы вновь отпираются тиристоры T_1, T_3 и т. д.

Пуск схемы осуществляют подачей отпирающих импульсов на одну из пар накрест лежащих тиристоров, например T_1 и T_4 . Параметры установившегося цикла перезаряда, в частности напряжение $U(0)$, определяют из равенства энергии, дополнительно поступающей в контур коммутации и теряемой в нем. Примерный вид кривой установившегося цикла перезаряда конденсатора на фазовой плоскости показан на рис. 7.21, ж. Напряжение $U(0)$ установившегося цикла, зависящее от величины потерь энергии в цепях перезаряда конденсатора и тока $I(0)$, может составлять от 1,5 E до 2,5 E . Уровень $U(0)$ определяет класс используемых тиристоров по напряжению.

§ 7.8. РЕВЕРСИВНЫЕ ИППН

Реверсивные импульсные преобразователи постоянного напряжения обеспечивают не только регулирование выходного напряжения, но и изменение его полярности. Они находят применение для регулирования частоты и направления вращения двигателей постоянного тока.

Реверсивные ИППН выполняют по тиристорной мостовой схеме с нагрузкой, включенной в диагональ моста (рис. 7.22). Встречно-параллельно тиристорам подключены диоды, предназначенные для создания цепи протекания тока активно-индуктивной нагрузки при запертых тиристорах. По-

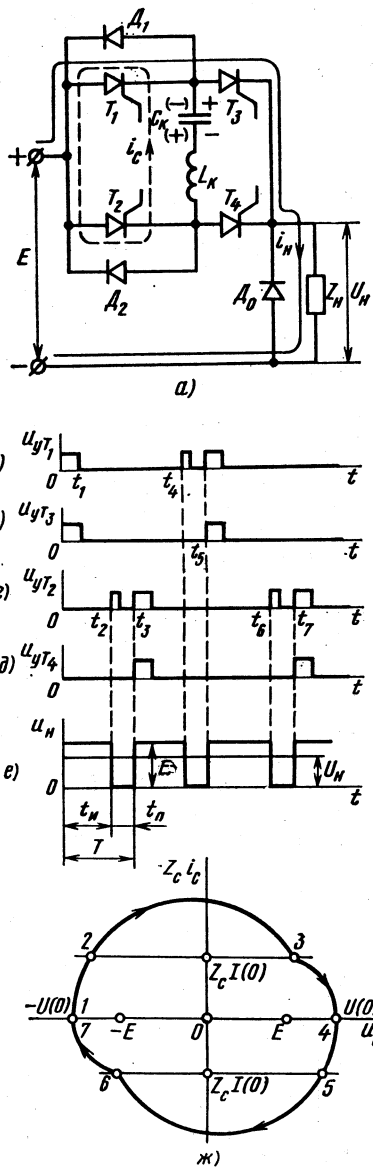


Рис. 7.21. Схема двухфазного ИППН (а); временные диаграммы, поясняющие его принцип действия (б— е); фазовый портрет процесса перезаряда конденсатора в коммутационном узле (ж)

мимо основных элементов схема дополняется узлами принудительной коммутации (на рис. 7.22 не показаны) для проведения операций запираания тиристоров.

Рассматриваемые преобразователи допускают несколько способов управления тиристорами.

Способ управления, показанный на рис. 7.23, а, б, характеризуется поочередным переключением накрест лежащих тиристоров. В течение периода работы схемы вначале проводит ток одна пара тиристоров, а затем другая. Выходное напряжение преобразователя имеет вид двуполярной кривой (рис. 7.23, в). Среднее значение этого напряжения находят из соотношения

$$U_H = \frac{t_{H1} - t_{H2}}{T} E,$$

где t_{H1} — интервал проводимости тиристоров T_1 и T_2 (длительность импульса положительной полярности); t_{H2} — интервал проводимости тиристоров T_3 и T_4 (длительность импульса отрицательной полярности).

При $t_{H1} > t_{H2}$ выходное напряжение имеет положительную полярность (рис. 7.23, в), при $t_{H1} = t_{H2}$ $U_H = 0$ (рис. 7.23, г) и при $t_{H1} < t_{H2}$ полярность выходного напряжения отрицательна (рис. 7.23, д). Наибольшие напряжения на нагрузке, равные $\pm E$, получаются, когда интервалы t_{H1} или t_{H2} равны нулю.

Недостатком рассмотренного способа управления тиристорами реверсивного преобразователя являются значительные пульсации выходного напряжения, что требует применения большой индуктивности сглаживающего дросселя.

Пульсации уменьшаются при переходе к режиму управления тиристорами, при котором на интервале t_{H1} или t_{H2} создается нулевой

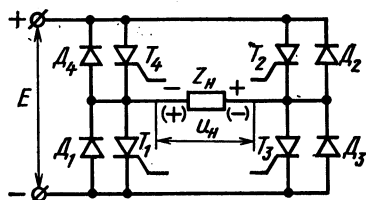


Рис. 7.22. Схема основных цепей реверсивных ИППН

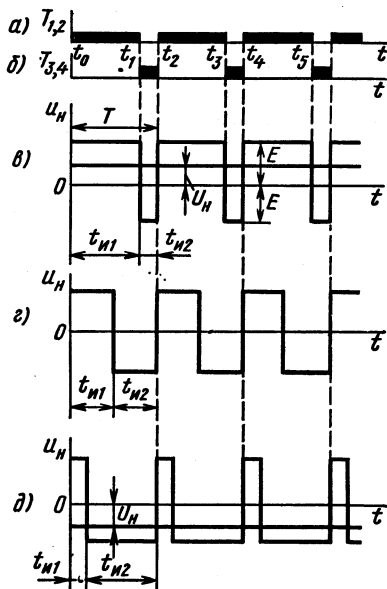
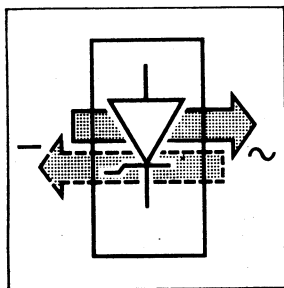


Рис. 7.23. Временные диаграммы, иллюстрирующие процесс формирования кривой выходного напряжения реверсивных ИППН в режиме поочередного переключения накрест лежащих тиристоров

уровень (пауза) напряжения на выходе (см. рис. 7.1, б). В схеме рис. 7.22 это обеспечивается переводом тока нагрузки на одном из указанных интервалов в короткозамкнутый контур, создаваемый тиристором и диодом общей вентильной группы, например, анодной.

На интервале t_n при формировании регулируемого выходного напряжения положительной полярности открыты тиристоры T_1 , T_2 (см. рис. 7.22). Для создания паузы t_n тиристор T_1 закрывают, а тиристор T_2 оставляют открытым. При этом ток нагрузки переходит в короткозамкнутый контур с тиристором T_2 и диодом D_4 . Образование очередного импульса в кривой выходного напряжения осуществляется отпиранием тиристора T_1 .

Формирование регулируемого напряжения отрицательной полярности производится за счет переключения тиристора T_3 при постоянно открытом тиристоре T_4 . На интервалах паузы ток нагрузки протекает через тиристор T_4 и диод D_2 .



АВТОНОМНЫЕ ИНВЕРТОРЫ

§ 8.1. АВТОНОМНЫЕ ИНВЕРТОРЫ И ИХ КЛАССИФИКАЦИЯ

Автономные инверторы — устройства, преобразующие постоянный ток в переменный с неизменной или регулируемой частотой и работающие на автономную (не связанную с сетью переменного тока) нагрузку. В этом главное отличие автономных инверторов от ведомых инверторов, также преобразующих постоянный ток в переменный, но работающих на сеть переменного тока. Нагрузкой автономного инвертора может быть единичный потребитель (асинхронный двигатель, электрическая установка) или разветвленная сеть потребителей (несколько нагрузок, работающих по своему графику).

Основой автономного инвертора является вентильное переключающее устройство, которое может выполняться по однофазным и трехфазным схемам (с нулевым выводом или мостовым). Модель однофазного мостового инвертора, в которой вентили заменены ключами, показана на рис. 8.1, а.

В качестве ключей в автономных инверторах служат транзисторы и одно- или двухоперационные тиристоры. При использовании однооперационных тиристоров схему дополняют элементами, предназначенными для коммутации тиристоров. Одним из главных элементов является конденсатор. Важно отметить, что назначение конденсаторов может не ограничиваться лишь запирающим тиристоров. Конденсаторы могут применяться для формирования кривой выходного напряжения инвертора и определять характер процессов, протекающих в схеме. В связи с этим схемы автономных инверторов подразделяют на автономные инверторы напряжения (АИН), автономные инверторы тока (АИТ) и автономные резонансные инверторы (АИР).

Особенности АИН рассмотрим на примере однофазной мостовой схемы, где вентили для простоты представлены ключами (рис. 8.1, а). Источник питания E здесь работает в режиме источника напряжения (например, аккумуляторная батарея), чем и обуславливается название инверторов этого типа. При питании схемы от

выпрямителя на входе АИН включают конденсатор большой емкости с целью шунтирования источника питания по переменному току для придания ему свойств источника напряжения. Формирование кривой выходного напряжения осуществляется путем использования соответствующего закона (алгоритма) переключения тиристоров. При наиболее простом алгоритме поочередно переключаются накрест расположенные ключи (вентили) — сначала включены ключи K_1, K_2 , затем ключи K_3, K_4 . Кривая выходного напряжения состоит из последовательности двуполярных импульсов с амплитудой, равной E (рис. 8.1, б). Ток в нагрузке определяется кривой выходного напряжения и характером нагрузки. В случае применения однооперационных тиристоров в инвертор должны входить коммутационные узлы, основанные на принципе принудительной конденсаторной коммутации. При использовании двухоперационных тиристоров и транзисторов отличие заключается лишь в отсутствии узлов принудительной коммутации.

В АИТ конденсатор подключают параллельно нагрузке, а источник питания работает в режиме источника тока. Такой режим создается путем включения в цепь источника питания дросселя L_d с большой индуктивностью (рис. 8.1, а). Кривая выходного напряжения формируется при поочередной проводимости ключей, расположенных по диагонали. Конденсатор, подключенный параллельно нагрузке, участвует в формировании кривой выходного напряжения и обеспечивает запирающие тиристоры. Кривая напряжения в простейшем случае (при чисто активной нагрузке) состоит из участков экспонент заряда и разряда конденсатора (рис. 8.1, в). Инверторы тока выполняются только на однооперационных тиристорах.

В АИР конденсатор можно включать последовательно с нагрузкой или параллельно ей. Характер протекающих процессов в главных цепях ключевой схемы обуславливается колебательным процессом перезаряда конденсатора в цепи с источником питания и индуктивностью, специально введенной или имеющейся в составе нагрузки, в связи с чем ток в цепи нагрузки (рис. 8.1, г) приближается по форме к синусоиде. АИР обычно выполняют на однооперационных тиристорах. Помимо формирования кривой

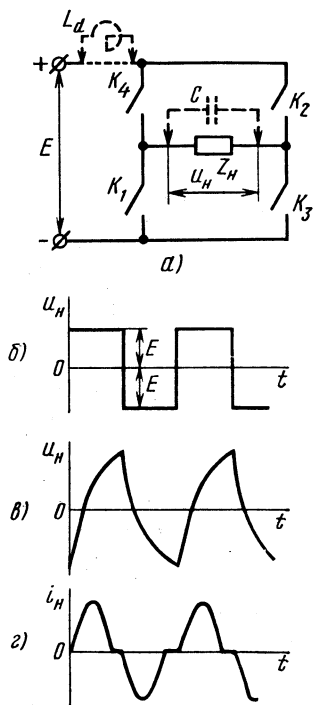


Рис. 8.1. Модель ключевой схемы однофазного мостового автономного инвертора (а); кривые выходных напряжений АИН (б) и АИТ (в); кривая выходного тока АИР (г)

вой тока (напряжения) нагрузки конденсаторы здесь осуществляют операцию записывания тиристоры.

Основные области применения автономных инверторов следующие:

1) питание потребителей переменного тока (АИН, АИТ) в устройствах, где единственным источником энергии является аккумуляторная батарея (например, бортовые вторичные источники питания), а также резервное питание ответственных потребителей при возможном отключении сети переменного тока (электросвязь, вычислительная техника);

2) электротранспорт (АИН, АИТ), питающийся от контактной сети или какого-либо источника постоянного тока, где в качестве тяговых электродвигателей желательно иметь простые, надежные и дешевые короткозамкнутые асинхронные двигатели;

3) электропривод с асинхронными и синхронными двигателями (АИН, АИТ), где инвертор служит источником регулируемых напряжения и частоты;

4) преобразователи постоянного напряжения одной величины в постоянное напряжение другой величины (АИН, АИТ, АИР);

5) устройства для получения переменного тока (АИН, АИТ, АИР) необходимой частоты от источников прямого преобразования энергии (термо- и фотоэлектрические генераторы, топливные элементы, МГД-генераторы), вырабатывающих энергию на постоянном токе;

6) электротермия (АИТ, АИР) для получения переменного тока повышенной частоты (плавка металла, нагрев и закалка изделий).

В отдельных случаях к автономным инверторам предъявляется требование в отношении не только прямой передачи энергии от источника питания в нагрузку, но и обратной передачи энергии от нагрузки в источник питания, что, в частности, необходимо для реализации рекуперативного торможения асинхронных двигателей.

§ 8.2. СПОСОБЫ ФОРМИРОВАНИЯ И РЕГУЛИРОВАНИЯ ВЫХОДНОГО НАПЯЖЕНИЯ ОДНОФАЗНЫХ АИН

Однофазные АИН чаще всего выполняют по мостовой схеме (рис. 8.2). Нагрузка (обычно активно-индуктивного характера) включается в диагональ моста, образованного тиристорами $T_1—T_4$ и обратнo включенными диодами $D_1—D_4$. Диоды предназначены для пропускания тока активно-индуктивной нагрузки на интервалах времени, когда ток имеет направление, обратное для тиристоров (диоды обратного, встречного или «реактивного» ток а).

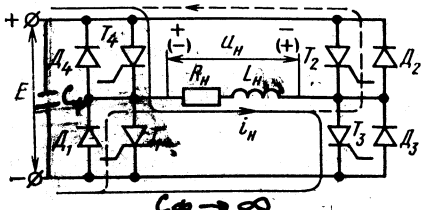


Рис. 8.2. Схема главных цепей од-
нофазного мостового АИН

Формирование кривой выходного напряжения характеризуется процессами, протекающими в главных цепях инвертора (с тиристорами $T_1—T_4$, диодами $D_1—D_4$ и нагрузкой) при задании соответствующих интервалов про-
во-

димости тиристоров. Для простоты способы формирования рассматриваются без учета процессов, протекающих во вспомогательных цепях принудительной коммутации и занимающих существенно меньшую часть периода выходного напряжения. В связи с указанным узлы принудительной коммутации, предназначенные для запираания однооперационных тиристоров, на рис. 8.2 не показаны. Такой подход позволяет отразить сущность процессов формирования (а также регулирования) выходного напряжения, общих как для транзисторных инверторов, так и для инверторов на одно- и двухоперационных тиристорах. Влияние коммутационных узлов в АИН учитывается в § 8.4.

Формирование кривой выходного напряжения инвертора в виде импульсов чередующейся полярности и одинаковой длительности

Формирование кривой u_H (рис. 8.3, б) требует поочередного отпираания накрест лежащих тиристоров T_1 , T_2 и T_3 , T_4 (см. рис. 8.2), так что каждый из них открыт в течение $\phi = 180^\circ$ (рис. 8.3, а). В установившемся режиме кривая тока i_H активно-индуктивной нагрузки симметрична и состоит из участков экспонент с постоянной времени $\tau = L_H/R_H$.

На интервале $\vartheta_0 - \vartheta_1$ проводят ток тиристоры T_3 , T_4 . Напряжение на нагрузке равно E и имеет полярность, указанную на рис. 8.2 без скобок. В момент времени ϑ_1 тиристоры T_3 , T_4 запираются, а тиристоры T_1 , T_2 отпираются. За счет наличия индуктивности в цепи нагрузки ток i_H под действием э. д. с. самоиндукции сохраняет на интервале $\vartheta_1 - \vartheta_2$ (после переключения тиристоров) прежнее направление. Поскольку тиристоры T_3 , T_4 заперты, а тиристоры T_1 , T_2 в таком направлении (см. рис. 8.2) проводить ток не могут, ток нагрузки на этом интервале проводят диоды D_1 , D_2 . Отпи-

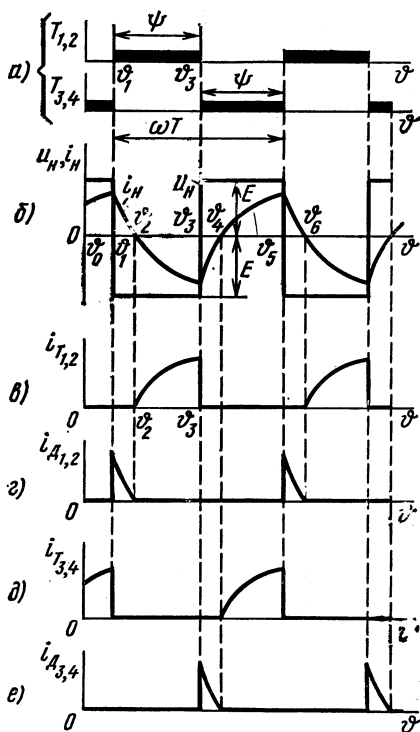


Рис. 8.3. Временные диаграммы, иллюстрирующие принцип формирования кривой выходного напряжения мостового АИН в виде импульсов чередующейся полярности и одинаковой длительности

ранием диодов вызывается изменение полярности выходного напряжения на нагрузке. Энергия, запасенная в индуктивности L_H на предыдущем этапе работы схемы, отдается в цепь источника питания и нагрузки. Таким образом, роль обратных диодов сводится к пропуску реактивного тока нагрузки после переключения тиристоров.

В момент времени ϑ_2 ток i_H становится равным нулю, диоды D_1, D_2 переводятся в непроводящее состояние (рис. 8.3, б, в). Поскольку на тиристорах T_1, T_2 управляющие импульсы поддерживаются в течение $\phi = 180^\circ$, эти тиристоры с момента времени ϑ_2 подключают нагрузку к источнику питания. Ток в нагрузке после перехода через нуль изменяет направление. Совпадение после момента времени ϑ_2 знаков напряжения u_H и тока i_H означает, что нагрузка потребляет энергию от источника питания.

В момент времени ϑ_3 происходит очередное переключение тиристоров, связанное с запирающим тиристоры T_1, T_2 и отпиранием тиристоры T_3, T_4 . Процессы протекают аналогично. На интервале $\vartheta_3 - \vartheta_4$ ток активно-индуктивной нагрузки проводят диоды D_3, D_4 , а на интервале $\vartheta_4 - \vartheta_5$ — тиристоры T_3, T_4 . В последующем процессы в схеме повторяются. Кривые токов, протекающих через тиристоры и диоды инвертора, показаны на рис. 8.3, в—е.

Рассмотрим гармонический состав кривой выходного напряжения инвертора (рис. 8.3, б). Разложение кривой напряжения u_H в ряд Фурье дает

$$u_H(\omega t) = \frac{4E}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots + \frac{1}{v} \sin v\omega t \right). \quad (8.1)$$

Его первая гармоника $u_{H(1)}(\omega t) = \frac{4E}{\pi} \sin \omega t$ имеет амплитуду

$$U_{H(1)} = \frac{4}{\pi} E = 1,27E \text{ и действующее значение}$$

$$U_{H(1)} = \frac{4}{\pi \sqrt{2}} E = 0,9E.$$

Из выражения (8.1) следует, что 3-я гармоника составляет 33,3%, 5-я — 20% и 7-я — 14,3% от основной. Для выделения на нагрузке первой гармонической выходное напряжение инвертора подвергают фильтрации путем установки между инвертором и нагрузкой фильтров.

При рассмотренной форме кривой выходного напряжения регулирование его величины (например, действующего значения первой гармоники) возможно лишь путем изменения напряжения E .

Широтно-импульсный способ формирования и регулирования выходного напряжения инвертора

При широтно-импульсном способе формирования и регулирования (ШИР) кривая выходного напряжения состоит в течение периода из

K импульсов длительностью t_n (рис. 8.4) при $K/2$ однополярных импульсах в каждой из его полувольт (здесь $K = 2, 4, 6, \dots$). Путем изменения длительности импульсов осуществляют регулирование выходного напряжения, в частности действующего значения его первой гармоники. Рассмотрим сначала более простые случаи, когда $K = 2$.

ШИР с зависящей от параметров нагрузки формой кривой выходного напряжения. Этот вид ШИР осуществляется изменением длительности открытого состояния тиристоров ψ от 0 до 180° . Процессы, протекающие в схеме инвертора (см. рис. 8.2) с рассматриваемым режимом управления тиристорами, иллюстрируют временные диаграммы рис. 8.5, а—д. Его особенностью по сравнению с предыдущим режимом является наличие интервалов $\beta = \omega T/2 - \psi$, в течение которых все тиристоры инвертора заперты. Поведение схемы на указанных интервалах сле-

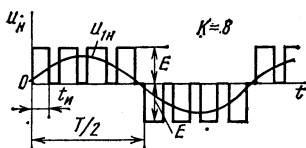


Рис. 8.4. Пример формы кривой выходного напряжения АИН при широтно-импульсном регулировании

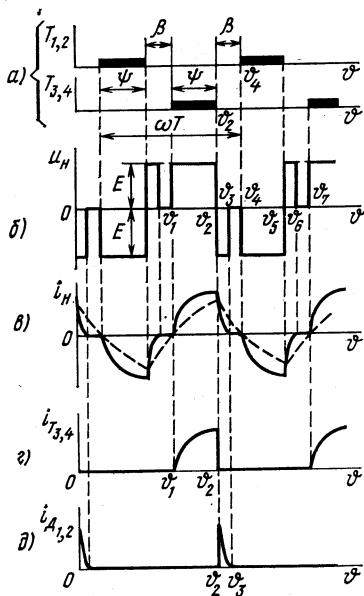


Рис. 8.5. Временные диаграммы однофазного мостового АИН при ШИР с зависящей от параметров нагрузки формой кривой выходного напряжения

дует рассмотреть более детально, поскольку на интервалах проводимости тиристоров ψ процессы в схеме протекают так же, как и в предыдущем случае.

Рассмотрим процессы, протекающие в инверторе, например, по окончании интервала $\psi_1 - \psi_2$ (рис. 8.5, в, г) проводимости тиристоров T_3, T_4 . Контур протекания тока на этом интервале показан на рис. 8.2 сплошной линией. По окончании указанного интервала все тиристоры находятся в запертом состоянии. Однако из-за накопленной в индуктивности нагрузки энергии ток i_n прекратиться не может. Контур протекания тока (на рис. 8.2 показан пунктиром) создается диодами D_1, D_2 , которые отпираются после запираания тиристоров T_3, T_4 . В результате отпираания этих диодов с момента времени ψ_2 к нагрузке прикладывается напряжение E противоположной полярности. Энергия, запасенная в индуктивности, отдается в источник питания и нагрузку R_n , а ток i_n уменьшается по экспоненциальному

закону. В момент времени ϑ_3 ток i_n становится равным нулю, диоды D_1, D_2 запираются (рис. 8.5, д) и напряжение $u_n = 0$. Пауза в кривой напряжения u_n продолжается до момента времени ϑ_4 отпирания тиристоров T_1, T_2 . С момента времени ϑ_4 процессы в схеме обусловлены приложением к нагрузке напряжения с полярностью, указанной на рис. 8.2 в скобках, и нарастанием по экспоненциальному закону тока i_n (рис. 8.5, б, в).

Аналогично протекают процессы в схеме и после запираания тиристоров T_1, T_2 . Вследствие проводимости обратных диодов (при запертых тиристорах) на интервалах β на нагрузке возникают дополнительные импульсы (рис. 8.5, б), что приводит к нежелательному увеличению действующего значения выходного напряжения инвертора. Требуемая на интервалах β пауза в выходном напряжении занимает лишь их незначительную часть.

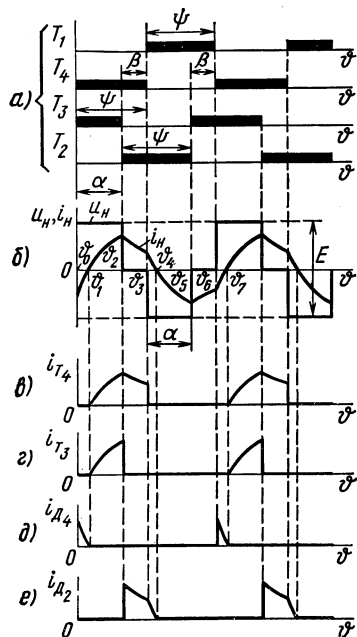
Нежелательность явления усугубляется тем, что длительность дополнительных импульсов зависит от постоянной времени $\tau = L_n/R_n$. В условиях возможного на практике изменения параметров нагрузки L_n, R_n длительность этих импульсов также будет изменяться, что создает зависимость выходного напряжения (действующего значения всего напряжения или его первой гармоники) инвертора от параметров нагрузки. Возможен случай, когда с увеличением постоянной времени τ ток i_n не успевает достигнуть нулевого значения в пределах интервала β (пунктирная кривая на рис. 8.5, в). Тогда дополнительные импульсы целиком занимают интервалы β и паузы в кривой $u_n(t)$ отсутствуют. Форма кривой выходного напряжения $u_n(t)$ получается такой же, как у нерегулируемого инвертора (см. рис. 8.3, б). Увеличение угла ψ (уменьшение угла β) при этом не приводит к регулированию напряжения и тока нагрузки.

ШИР с не зависящей от параметров нагрузки формой кривой выходного напряжения. Независимость от параметров нагрузки формы кривой выходного напряжения и сохранение в ней требуемой при регулировании паузы β достигаются, если на интервалах β обеспечить *одновременную проводимость двух тиристоров, относящихся к общей группе (катодной или анодной) инверторного моста: T_1, T_3 или T_2, T_4* (см. рис. 8.2). При этом на указанных интервалах нагрузка замыкается накоротко через шины «+» или «-» источника питания и напряжение на нагрузке равно нулю.

Временные диаграммы, характеризующие широтно-импульсный способ регулирования выходного напряжения инвертора с таким режимом управления тиристорами при $K = 2$, приведены на рис. 8.6, а—е. Режиму управления (рис. 8.6, а) соответствует длительность интервала проводимости каждого тиристора $\psi = 180^\circ$. Тиристоры полумостов, к которым подключены выводы нагрузки (T_1, T_4 и T_2, T_3), переключаются в той же последовательности, что и в нерегулируемом инверторе (см. рис. 8.3, а): открытому состоянию одного тиристора соответствует закрытое состояние другого тиристора. Отличие заключается в создании фазового сдвига на угол α в последовательности переключений тиристоров обоих полумостов. Тем самым на интервалах $\beta = \psi - \alpha$ осуществляется одновременная

проводимость то тиристоров T_2, T_4 (интервал $\vartheta_2 - \vartheta_3$ на рис. 8.6, а, б), то тиристоров T_1, T_3 (интервал $\vartheta_5 - \vartheta_6$). Интервал β определяет паузу в кривой выходного напряжения. Интервал α характеризуется открытым состоянием одной из пар накрест лежащих тиристоров и определяет длительность импульсов в кривой выходного напряжения.

Характер происходящих в инверторе процессов отличается от рассмотренных режимов лишь на интервалах β . Здесь процессы обуславливаются замыканием тока активно-индуктивной нагрузки через оставшиеся в проводящем состоянии тиристор



и диод, подключенные к общей питающей шине и образующие для нагрузки короткозамкнутый контур. Так, на интервале $\vartheta_2 - \vartheta_3$ ток проводят тиристор T_4 и диод D_2 , а на интервале $\vartheta_5 - \vartheta_6$ — тиристор T_1 и диод D_3 . Кривые токов тиристоров и диодов показаны на рис. 8.6, в—е.

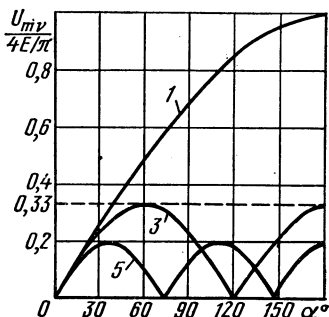


Рис. 8.6. Временные диаграммы однофазного мостового АИН при ШИР с не зависящей от параметров нагрузки формой кривой выходного напряжения

Рис. 8.7. Кривые, характеризующие относительный гармонический состав выходного напряжения АИН с ШИР в соответствии с рис. 8.6, б

АИН при рассматриваемой форме кривой выходного напряжения позволяет осуществлять его регулирование в диапазоне от нуля до наибольшего значения изменением угла α от 0 до 180° . Наибольшему значению выходного напряжения соответствует кривая $u_n(t)$ на рис. 8.3, б. На рис. 8.7 приведены кривые, характеризующие относительный гармонический состав выходного напряжения инвертора при регулировании. Изменение амплитуд гармонических подчиняется зависимости

$$U_{mv} = \frac{4E}{\pi} \sin \nu \alpha / 2, \quad (8.2)$$

где $\nu = 1, 3, 5, 7, 9, \dots$ — номера гармоник.

Как видно из рис. 8.7, в кривой выходного напряжения при регулировании имеется довольно значительное содержание наинизшей 3-й гармоники, наиболее трудно поддающейся фильтрации. Для улучшения гармонического состава целесообразно переходить к ШИР с числом импульсов на протяжении периода $K > 2$ (например, $K = 8$;

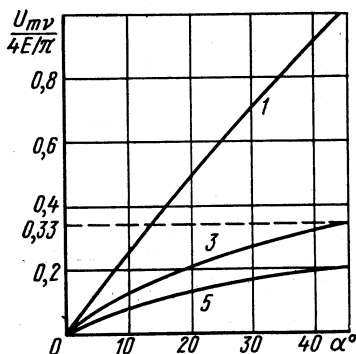


Рис. 8.8. Кривые, характеризующие относительный гармонический состав выходного напряжения АИН с ШИР при $K = 8$

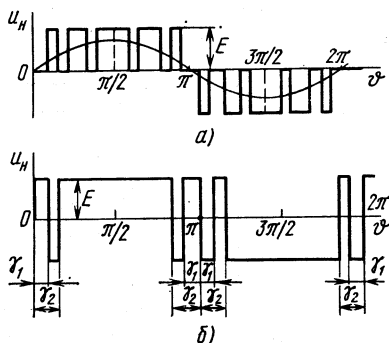


Рис. 8.9. Кривые выходного напряжения АИН при однополярной (а) и двуполярной (б) ШИМ

см. рис. 8.4). Для получения формы кривой с $K > 2$ интервал $\psi = 180^\circ$ разбивают на $K/2$ интервалов, в которых производят переключение используемых в инверторе ключевых элементов (тириستоров или транзисторов). При этом угол α (длительность выходных импульсов) изменяется в диапазоне от 0 до $2/K \cdot 180^\circ$. На рис. 8.8 приведены кривые, характеризующие относительный гармонический состав выходного напряжения (см. рис. 8.4) при регулировании.

Формирование кривой выходного напряжения инвертора с уменьшенным содержанием гармонических

Содержание гармонических может быть существенно снижено при использовании широтно-импульсной модуляции (ШИМ), при которой кривая выходного напряжения инвертора формируется в виде импульсов, промодулированных по синусоидальному закону (рис. 8.9, а). Применение ШИМ обеспечивает преимущественное содержание в кривой выходного напряжения основной гармоники $\omega_{\text{вых}}$ и минимальное содержание высших гармонических с близкими к основной гармонике частотами (в частности, 3-й, 5-й и 7-й), хотя гармоники с более высокими частотами могут быть значительны. Но эти гармонические могут быть легко отфильтрованы с помощью простейших фильтров, устанавливаемых перед нагрузкой. Регулирование выходного напряжения (действующего значения его первой гармоники)

осуществляется изменением ширины выходных импульсов (глубины модуляции).

Кривая выходного напряжения, показанная на рис. 8.9, а, характеризует однополярную ШИМ, так как выходные импульсы в течение полупериода имеют одинаковую полярность. Применяется также двуполярная ШИМ, при которой вместо пауз в кривой выходного напряжения на рис. 8.9, а содержатся импульсы противоположной полярности.

На рис. 8.9, б показана двуполярная кривая выходного напряжения, получаемая одним из методов улучшения гармонического состава выходного напряжения. Поскольку он обеспечивает исключение некоторых, в частности наиболее нежелательных низших гармонических (3-й и 5-й или 5-й и 7-й), его называют методом избирательного исключения гармонических.

Метод основывается на задании фиксированных углов γ_1 и γ_2 переключения тиристоров в инверторе. При $\gamma_1 = 23,62^\circ$ и $\gamma_2 = 33,3^\circ$ в кривой выходного напряжения отсутствуют 3-я и 5-я гармоники, а при $\gamma_1 = 16,25^\circ$ и $\gamma_2 = 22,07^\circ$ — 5-я и 7-я.

Регулирование выходного напряжения можно производить либо по цепи питания, либо с помощью самого инвертора путем изменения фазового сдвига сигналов управления одной пары тиристоров полумоста относительно сигналов управления другой пары при переключении тиристоров в каждом полумосте с указанными значениями углов γ .

§ 8.3. СПОСОБЫ ФОРМИРОВАНИЯ И РЕГУЛИРОВАНИЯ ВЫХОДНОГО НАПЯЖЕНИЯ ТРЕХФАЗНЫХ АИН

Трехфазные АИН выполняют по мостовой схеме (рис. 8.10), состоящей из шести тиристоров $T_1—T_6$ и шести диодов $D_1—D_6$. Диоды включены встречно-параллельно тиристорам и выполняют ту же функцию, что и аналогичные диоды в однофазной схеме (см. рис. 8.2).

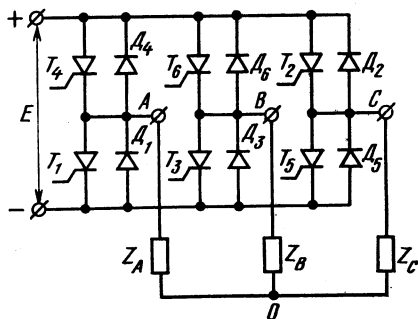


Рис. 8.10. Схема главных цепей трехфазного мостового АИН

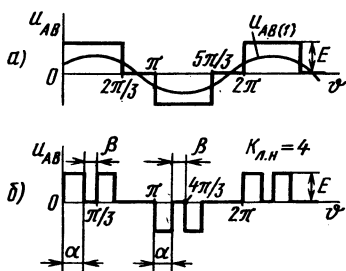


Рис. 8.11. Кривые линейных напряжений трехфазного мостового АИН в режиме $\psi = 180^\circ$ (а) и при ШИР с $K_{л.н} = 4$ (б)

Нагрузка активно-индуктивного характера включена звездой (может применяться и включение треугольником). В качестве вентилялей могут служить одно- и двухоперационные тиристоры или транзисторы (коммутационные узлы, необходимые при использовании однооперационных тиристоров, на рис. 8.10 не показаны).

При рассмотрении процессов формирования кривой выходного напряжения все вентили считаем идеальными ключами.

Трехфазные инверторы допускают те же способы формирования кривой выходного напряжения, что и однофазные. Рассмотрим наиболее распространенные способы формирования кривой выходного напряжения: при неизменной длительности проводимости тиристоров $\varphi = 180^\circ$ и широтно-импульсный способ (рис. 8.11).

Формирование и регулирование выходного напряжения инвертора при неизменной длительности проводимости тиристоров $\varphi = 180^\circ$

Данному способу формирования кривой выходного напряжения инвертора отвечает алгоритм переключения тиристоров на рис. 8.12, а. Каждый тиристор проводит ток в течение $\varphi = 180^\circ$. Последовательность вступления тиристоров в работу соответствует порядку следования их номеров при относительном фазовом сдвиге в 60° . Тиристоры, относящиеся к одной фазе (например, тиристоры T_1 и T_4 фазы А), не могут быть открыты одновременно. При рассматриваемом алгоритме переключения исключается также одновременное закрытое состояние тиристоров одной фазы. В любой момент времени одновременно проводят ток три тиристора, два из которых относятся к какой-либо одной (катодной или анодной) группе, а один — к другой (соответственно анодной или катодной) группе, т. е. 123, 234, 345, 456 и т. д.

Кривые линейных напряжений на нагрузке показаны на рис. 8.12, б—г, а кривые фазных напряжений — на рис. 8.12, д—ж.

Кривая линейного напряжения состоит из импульсов с амплитудой E чередующейся полярности длительностью в 120° , разделенных паузой в 60° . Напряжения u_{AB} , u_{BC} , u_{CA} сдвинуты по фазе на угол в 120° . Импульсы напряжения с амплитудой E положительной или отрицательной полярности создаются при проводимости накрест лежащих тиристоров двух фаз, определяющих рассматриваемое линейное напряжение. Так, например, в кривой u_{AB} (рис. 8.12, б) импульсы напряжения положительной полярности получаются при открытых тиристорах T_3 и T_4 , а импульсы напряжения отрицательной полярности — при открытых тиристорах T_1 и T_6 (см. рис. 8.10). Интервалам паузы в кривых линейных напряжений соответствуют открытые состояния тиристоров общей группы (катодной или анодной) двух фаз, формирующих линейное напряжение. Интервалы паузы в кривой u_{AB} характеризуются одновременно открытыми тиристорами T_1 и T_3 или T_4 и T_6 .

Фазные напряжения u_{AO} , u_{BO} , u_{CO} (рис. 8.12, д—ж) имеют вид ступенчатой кривой со значениями напряжения $1/3 E$ и $2/3 E$. Это оп-

ределяется тем, что в любой момент времени одновременно проводят ток три тиристора инвертора, подключающие нагрузки в фазах Z_A , Z_B , Z_C на напряжение источника питания E таким образом, что две из них (например, Z_A и Z_C на интервале $0-60^\circ$, рис. 8.12, а) включаются параллельно между собой и последовательно с третьей (в данном случае Z_B) нагрузкой. В связи с этим очевидно, что в условиях равенства сопротивлений нагрузки в фазах $Z_A = Z_B = Z_C$ (нагрузка симметричная) напряжения фаз, нагрузки которых включены параллельно, равны $\pm \frac{1}{3} E$, а напряжение фазы, нагрузка которой включена последовательно, равно $\pm \frac{2}{3} E$. Фазные напряжения также имеют взаимный фазовый сдвиг в 120° .

Форма кривой выходного напряжения инвертора является удовлетворительной для работы ряда нагрузок, в частности для питания асинхронных двигателей. В кривой выходного напряжения отсутствуют четные гармоники, а также гармоники, кратные трем. Низшими гармоническими являются 5-я и 7-я [см. формулу (6.57)]. Характер распределения амплитуд гармонических в линейном напряжении подчиняется

зависимости $U_{\text{лнв}} = \frac{2\sqrt{3}}{\sqrt{\pi}} E$, а в

фазном напряжении $U_{\text{фнв}} = \frac{2}{\sqrt{\pi}} E$.

Основная (1-я гармоника) в линейном напряжении составляет $U_{\text{лн}(1)} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} E = 1,1E$ с действующим

значением $U_{\text{л}(1)} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} E = 0,78E$.

Аналогичные параметры основной гармоники в фазном напряжении

равны: $U_{\text{фн}(1)} = \frac{2}{\pi} E = 0,64E$ и $U_{\text{ф}}(1) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} E = 0,45E$. Амплитуды 5-й и 7-й гармоник равны соответственно 20 и 14,3% от амплитуды основной гармоники.

Регулирование выходного напряжения инвертора при рассмотренной форме кривой производят по цепи питания, например, применением на входе инвертора управляемого выпрямителя или импульсного преобразователя постоянного напряжения.

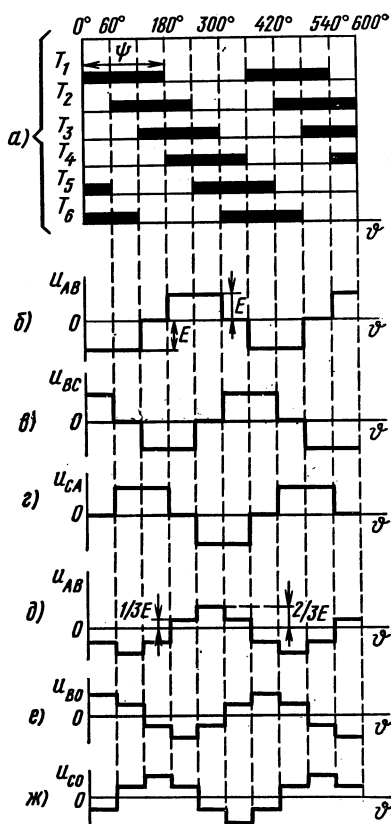


Рис. 8.12. Временные диаграммы, иллюстрирующие принцип формирования кривой выходного напряжения трехфазного мостового АИН при $\psi = 180^\circ$

Широтно-импульсный способ формирования и регулирования выходного напряжения инвертора

Принцип формирования кривой выходного напряжения трехфазных АИН при ШИР подобен однофазным АИН. В кривой линейного напряжения вместо одного импульса длительностью $2\pi/3$ (см. рис. 8.11, а) при $\psi = 180^\circ$ необходимо получить несколько импульсов (например, два) длительностью α , регулируемой от 0 до $\pi/3$, с паузой между ними $\beta = \pi/3 - \alpha$ (см. рис. 8.11, б). Задачу решают

путем проведения в инверторе по окончании интервалов α дополнительных переключений так, чтобы на интервале β одновременно были открыты три тиристора, относящиеся к одной (катодной или анодной) группе.

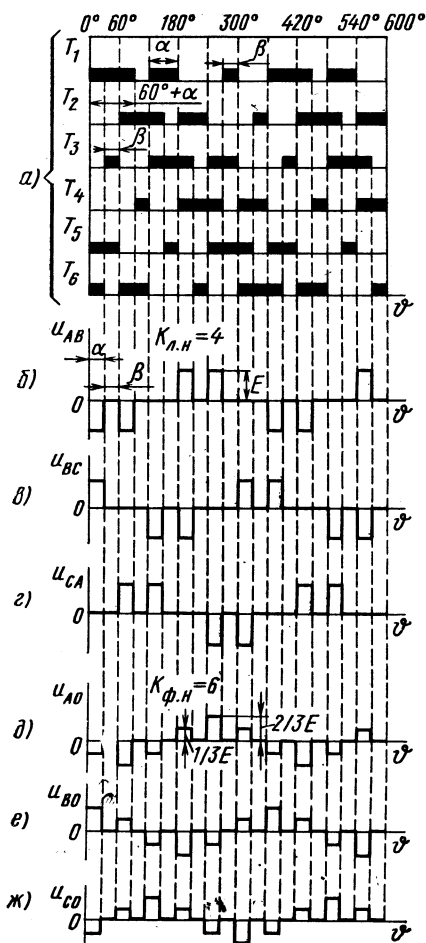


Рис. 8.13. Временные диаграммы, иллюстрирующие принцип формирования кривой выходного напряжения трехфазного мостового АИН с ШИР при $K_{Л.Н} = 4$

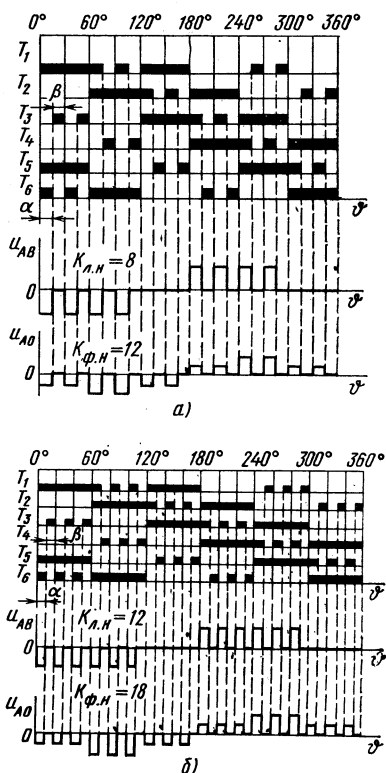


Рис. 8.14. Временные диаграммы, иллюстрирующие принцип формирования кривых линейного и фазного напряжений трехфазного мостового АИН с ШИР при $K_{Л.Н} = 8$ (а) и $K_{Л.Н} = 12$ (б)

При этом проводящие тиристоры и шунтирующие их диоды на интервалах β создают короткозамкнутую связь всех трех фаз (выводов) нагрузки по шине «+» или «—» источника питания, что обеспечивает равное нулю напряжение на нагрузке. Фазные токи активно-индуктивной нагрузки на интервалах β замыкаются между фазами в образовавшейся короткозамкнутой цепи. В связи с этим последовательность переключения тиристоров в инверторе с ШИР при формировании кривой напряжения, соответствующей рис. 8.11, б, должна быть такой: 123, 135, 234, 246, 345, 135, 456, 246 и т. д.

Рассмотрим принцип формирования и регулирования напряжения, обеспечиваемый режимом управления (алгоритмом переключения) тиристорами (рис. 8.13, а). На протяжении периода каждый тиристор находится в проводящем состоянии в течение трех интервалов длительностью $60^\circ + \alpha$, 60° и β . При этом открытому состоянию тиристора одной фазы (например, тиристор T_1) отвечает закрытое состояние другого тиристора той же фазы (в данном случае тиристора T_4). Дополнительные переключения по сравнению с режимом, показанным на рис. 8.12, а, как отмечалось, необходимы для осуществления одновременной проводимости трех тиристоров, относящихся к общей группе, т. е. для создания в кривой выходного напряжения интервалов паузы β . Так, на интервале от $60^\circ - \beta$ до 60° открыты тиристоры T_1, T_3, T_5 , на интервале от $120^\circ - \beta$ до 120° — тиристоры T_2, T_4, T_6 , на интервале от $180^\circ - \beta$ до 180° — тиристоры T_1, T_3, T_5 , и т. д. На интервалах α формирование импульсов в кривых линейного и фазного напряжений инвертора (рис. 8.13, б—ж) происходит так же, как и при алгоритме переключения тиристоров в соответствии с рис. 8.12, а. В результате кривая линейного напряжения содержит четыре импульса на протяжении периода ($K_{л.н} = 4$) с амплитудой E , а кривая фазного напряжения — шесть импульсов ($K_{ф.н} = 6$) с амплитудой, равной $1/3 E$ и $2/3 E$ (рис. 8.13, б—ж).

Трехфазные АИН допускают ШИР и при большем числе импульсов в кривых линейного и фазного напряжений. Поскольку в кривой фазного напряжения на интервале в 60° в общем случае может быть целое число импульсов:

$$K_{ф.н\ 60^\circ} = 1, 2, 3, 4, 5, \dots, \quad (8.3)$$

то число импульсов в этой кривой на протяжении периода

$$K_{ф.н} = 6, 12, 18, 24, 30, \dots, \quad (8.4)$$

и соответственно число импульсов в кривой линейного напряжения на протяжении периода

$$K_{л.н} = 2/3 K_{ф.н} = 4, 8, 12, 16, 20, \dots \quad (8.5)$$

Алгоритмы переключения тиристоров при $K_{л.н} > 2$ выполняются по аналогии с рассмотренным режимом управления (рис. 8.13, а). На рис. 8.14, а, б приведены алгоритмы переключения тиристоров соответственно при $K_{л.н} = 8$ и $K_{л.н} = 12$.

Необходимость увеличения числа импульсов в кривой выходного напряжения инвертора обуславливается стремлением улучшить его гармонический состав при регулировании. Зависимости относительного гармонического состава линейного напряжения АИН при $K_{л.н} = 4$, $K_{л.н} = 8$ и $K_{л.н} = 12$ показаны на рис. 8.15, а—в. При $K_{л.н} = 4$ в выходном напряжении инвертора имеется довольно значитель-

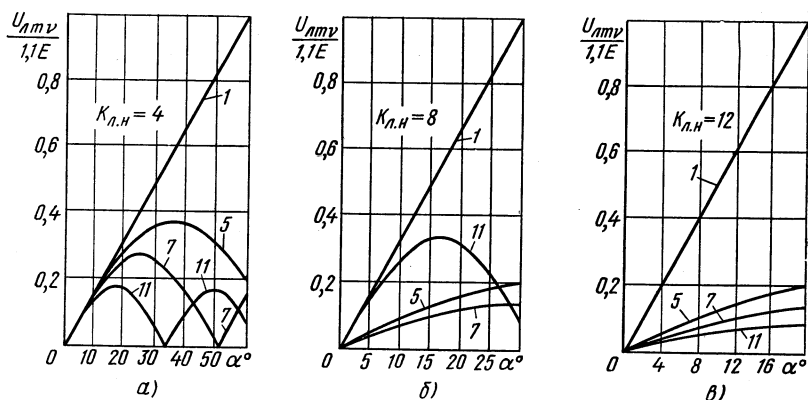


Рис. 8.15. Кривые, характеризующие относительный гармонический состав линейного напряжения АИН с ШИР при $K_{л.н} = 4$ (а), $K_{л.н} = 8$ (б) и $K_{л.н} = 12$ (в)

ное содержание 5-й и 7-й гармоник, причем при $\alpha < 15^\circ$ их значения соизмеримы с основной гармоникой. При $K_{л.н} = 8$ в выходном напряжении велико содержание 11-й гармоники. При $K_{л.н} = 12$ относительный гармонический состав примерно такой же, как в случае регулирования выходного напряжения по цепи питания с использованием кривой рис. 8.11, а. В частности, этим видом кривой определяются значения гармонических на верхнем пределе регулирования при ШИР ($\alpha = 60^\circ$, $\alpha = 30^\circ$, $\alpha = 20^\circ$; рис. 8.15, а—в).

При определении амплитудных или действующих значений напряжения гармонических данные, получаемые из рис. 8.15, а—в, необходимо умножить соответственно на $1,1 E$ или $0,78 E$.

§ 8.4. УЧЕТ КОММУТАЦИОННЫХ ПРОЦЕССОВ В АИН

Рассмотренные способы формирования кривой выходного напряжения АИН базируются на проведении в соответствующей последовательности переключений полупроводниковых приборов, используемых в качестве ключевых элементов инверторного моста. В подавляющем большинстве способов формирования ключевые элементы, относящиеся к общей фазе (полумосту), переключаются поочередно, т. е. отпиранию одного элемента отвечает запираание другого элемента и наоборот.

В инверторах на транзисторах указанный режим работы осуществляется снятием отпирающего сигнала с базовой цепи одного транзистора и подачей его в базовую цепь другого транзистора той же фазы. Необходимость учета этого режима связана с рассеянием энергии в транзисторах (коллекторных p - n -переходах) при переключениях («коммутационные» потери) и протеканием через них и источник питания импульса «сквозного» тока на коротких интервалах, когда оба транзистора открыты.

В тиристорных инверторах для проведения операций переключения (во избежание короткого замыкания источника через последовательно включенные тиристоры общей фазы) перед отпиранием одного тиристора следует предварительно запереть другой тиристор. Это требует сокращения интервалов проводимости тиристоров на время δ , что учитывают при построении системы управления инвертором. Так, например, если формируется кривая выходного напряжения с $\psi = 180^\circ$, то реальная длительность проводимости тиристоров должна составлять $\psi = 180^\circ - \delta$. В инверторах на двухоперационных тиристорах в течение интервала δ подается импульс отрицательной полярности на управляющий электрод тиристора, который нужно запереть. В инверторах на однооперационных тиристорах интервал δ соответствует запирающему тиристора под действием узла принудительной коммутации.

Режим поочередного запирающего тиристоры в каждой фазе осуществляется так называемым фазным узлом принудительной коммутации с общим коммутирующим конденсатором. Один такт перезарядки конденсатора в таком коммутационном узле обеспечивает запирающее тиристора анодной группы, а другой — катодной группы.

В АИН наибольшее применение получили фазные узлы принудительной параллельной коммутации, выполняемые на основе схемы рис. 7.6, а. Построение такого коммутационного узла (КУ) для схемы однофазного полумостового инвертора показано на рис. 8.16, а. В однофазном мостовом инверторе нужны два аналогичных КУ, а в трехфазном — три. Поскольку процессы, протекающие во всех этих схемах, на этапах коммутации одинаковы, их удобно рассмотреть на примере схемы рис. 8.16, а.

Коммутационные процессы проанализируем при формировании двуполярной кривой, соответствующей рис. 8.3, б. Ее получение связано с поочередным отпиранием и запирающим тиристоры одной фазы. В отличие от мостового инвертора амплитуда выходных импульсов в полумостовом инверторе (рис. 8.16, а) оказывается вдвое меньше. Это обусловлено тем, что при проводящем тиристоре нагрузка здесь подключается не на полное напряжение источника питания E , а на напряжение $0,5E$ конденсатора C_1 или C_2 , предназначенных для создания искусственной средней точки источника питания. Будем считать емкости этих конденсаторов достаточно большими и напряжения на них неизменными и равными $\pm 0,5 E$.

Коммутационные процессы в схеме рис. 8.16, а обуславливаются поочередными перезарядками коммутирующего конденсатора в кон-

туре либо с тиристором T_{K1} , либо с тиристором T_{K2} и протекают подобно процессам в схеме двухтактного ИППН (см. рис. 7.21, а). В коммутационном узле также проявляется эффект последовательного накопления энергии, в связи с чем напряжение на конденсаторе $U(0)$ здесь также определяют из условия установления равенства энергии, дополнительно поступающей и теряемой в КУ в процессе перезаряда конденсатора. Установившемуся циклу перезаряда также соответствует кривая рис. 7.21, ж. Такими же получаются и значения напряжения $U(0)$ перед коммутацией тиристорov — от $1,5 E$ до $2,5 E$.

Рассмотрим более подробно процессы, протекающие в схеме.

Предположим, что к моменту времени t_1 проводит ток тиристор T_2 . К нагрузке приложено напряжение $0,5 E$, а конденсатор заряжен до напряжения $U(0)$ (рис. 8.16, в, г). Полярности напряжений u_H и u_C указаны на рис. 8.16, а без скобок. Через открытый тиристор T_2 в нагрузку протекает ток i_H .

В момент времени t_1 от системы управления инвертором поступает отпирающий импульс на тиристор T_{K2} . Открывшийся тиристор T_{K2} и встречно-параллельно включенные тиристор T_2 и диод D_2 образуют контур колебательного перезаряда конденсатора C_K . На начальном интервале $t_1 - t_2$ (рис. 8.16, д) ток i_C , изменяющийся по синусоидальному закону, протекает через тиристор T_2 навстречу току i_H , вследствие чего ток тиристора уменьшается до нуля.

После достижения током i_C величины тока нагрузки $i_H = I(0)$, принимаемого на этапе коммутации неизменным, ток i_C продолжает протекать в том же контуре, но уже через диод D_2 . На интервале $t_2 - t_3$ к тиристору T_2 прикладывается обратное напряжение (рис. 8.16, е), равное падению напряжения на диоде от протекания через него разности токов $i_C - i_H$. В момент времени t_3 ток диода D_2 равен нулю и диод запирается.

Напряжение на конденсаторе к моменту времени t_3 обычно больше

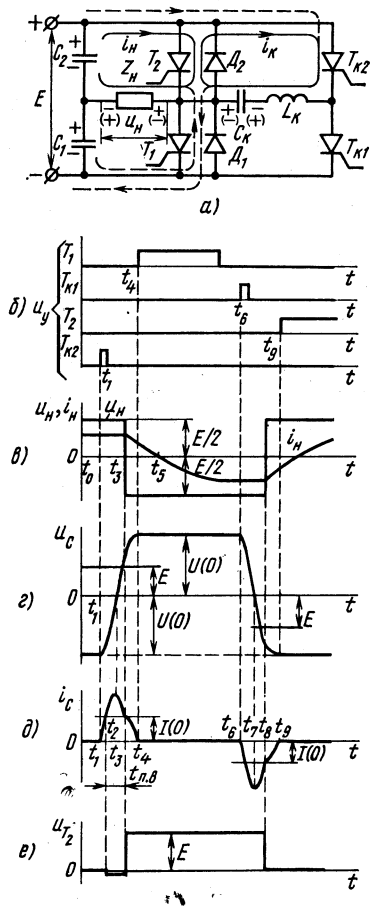


Рис. 8.16. Схема однофазного полумостового АИН с параллельной коммутацией (а); временные диаграммы, иллюстрирующие процессы в схеме на этапе коммутации (б — е)

E и имеет обратную полярность, в связи с чем создаются необходимые условия для отпирания диода D_1 . При отпирании диода D_1 полярность напряжения на нагрузке изменяется (рис. 8.16, *в*) и образуется контур протекания тока i_n активно-индуктивной нагрузки, а также контур перезаряда коммутирующего конденсатора на завершающемся интервале $t_3 - t_4$. Контур протекания токов i_n и i_c на рис. 8.16, *а* показан пунктиром. По окончании перезаряда напряжение $U(0)$ на конденсаторе равно напряжению на нем до начала перезаряда, но имеет обратную полярность. Полярность напряжения $U(0)$ соответствует той, которая необходима для последующей коммутации тиристора T_1 .

По окончании в момент времени t_4 коммутационного процесса перезаряда конденсатора C_K , в течение которого выполняются условия для восстановления запирающих свойств тиристора T_2 , подается сигнал управления на отпирание тиристора T_1 (рис. 8.16, *б*). Однако этот тиристор не будет проводить тока i_n , так как он имеет направление, противоположное прямому направлению тиристора T_1 , в связи с чем ток i_n продолжает протекать через диод D_1 . Ток нагрузки из-за наличия в ней индуктивности с момента времени t_3 уменьшается по экспоненциальному закону с постоянной времени $\tau = L_n/R_n$. Энергия, запасенная в индуктивности нагрузки на этапе проводимости тиристора T_2 , отдается в цепь источника питания (конденсатор C_1) и активное сопротивление нагрузки.

Ток i_n начинает протекать через тиристор T_1 с момента времени t_5 (рис. 8.16, *в*), когда ток нагрузки, протекающий через диод D_1 , становится равным нулю. С момента времени t_5 направление тока i_n изменяется и нагрузка вновь начинает потреблять энергию от источника питания (конденсатора C_1). Ток нагрузки нарастает по экспоненциальному закону с постоянной времени $\tau = L_n/R_n$, стремясь к значению $E/2R_n$. В случае возможного изменения параметров нагрузки L_n и R_n , а в связи с этим и момента времени t_5 перехода тока i_n через нуль, возникает необходимость в управлении силовыми тиристорами АИН (в данном случае T_1 и T_2) «широкими» импульсами, или «пакетами» импульсов. В противном случае отпирания силового тиристора в нужный момент может не произойти.

В момент времени t_6 отпирается тиристор $T_{кл}$. Процессы, протекающие в схеме, аналогичны рассмотренным и связаны с запиранием тиристора T_1 , а также формированием напряжения положительной полярности на нагрузке.

Рассмотренную схему характеризуют сравнительно высокое напряжение $U(0)$ на коммутирующем конденсаторе и обусловленные им повышенные значения прямого и обратного напряжений на коммутирующих тиристорах (до $2,5 E$). Максимальное напряжение на силовых тиристорах T_1 и T_2 не превышает значения E .

На рис. 8.17, *а* приведена схема полумостового инвертора, в которой предусмотрены меры по уменьшению напряжения на конденсаторе. Задача решена введением элементов R_c , D_{c1} и D_{c2} , предназначенных для отвода (сброса) избыточной энергии от конденсатора. Отвод избыточной энергии осуществляется после каждого такта пе-

резаряда конденсатора путем его разряда до напряжения E через резистор R_c и источник питания.

Так, после момента времени t_4 (рис. 8.17, а) такой разряд осуществляется по цепи с диодами D_1, D_{c2} (рис. 8.17, а), а после момента времени t_9 — по цепи с диодами D_2, D_{c1} . Сопротивление R_c выбирают больше характеристического сопротивления контура коммутации Z_c [$R_c = (3 \div 5)Z_c$], в связи с чем конденсатор разряжается до напряжения E по экспоненциальному закону. Вследствие указанных разрядов начальное напряжение $U(0)$ на конденсаторе к началу каждой очередной коммутации равно E . Уменьшение начального напряжения на конденсаторе перед коммутацией обуславливает некоторые особенности протекания электромагнитных процессов при его перезаряде. Это иллюстрируют временные диаграммы рис. 8.17, в—е и фазовый портрет процесса перезаряда на фазовой плоскости (рис. 8.18). Нумерация точек на фазовой плоскости совпадает с индексами моментов времени на диаграммах.

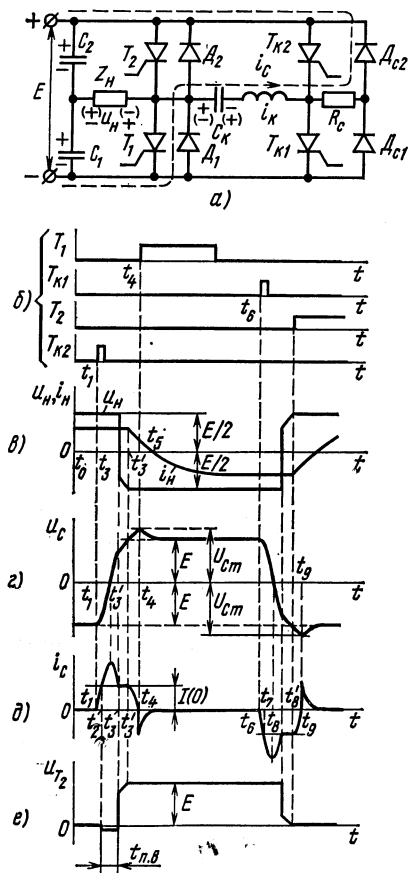


Рис. 8.17. Схема однофазного полумостового АИН с параллельной коммутацией и цепью сброса (а); временные диаграммы, иллюстрирующие процессы в схеме на этапе коммутации (б — е)

На интервале t_1-t_3 (см. рис. 8.17, г, д) отличие от предыдущей схемы заключается в том, что из-за начального напряжения $U(0) = E$ напряжение на конденсаторе к моменту времени t_3 меньше E . В связи с этим при запираании диода D_2 отпирания диода D_1 не про-

На интервале t_1-t_3 (см. рис. 8.17, г, д) отличие от предыдущей схемы заключается в том, что из-за начального напряжения $U(0) = E$ напряжение на конденсаторе к моменту времени t_3 меньше E . В связи с этим при запираании диода D_2 отпирания диода D_1 не про-

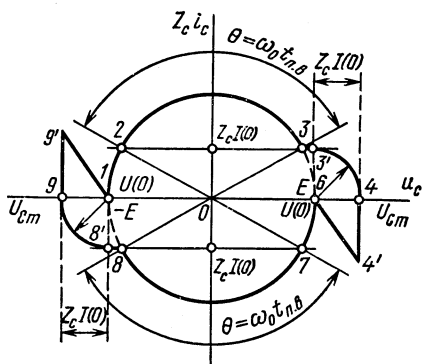


Рис. 8.18. Фазовый портрет процесса перезаряда коммутирующего конденсатора в схеме АИН рис. 8.17, а

исходит. После момента времени t_3 конденсатор продолжает перезаряжаться по цепи нагрузки неизменным током $i_c = i_n = I(0)$ до напряжения E . Лишь после этого отпирается диод D_1 и наступает завершающий этап процесса перезаряда (интервал $t_3 - t_4$). Сразу же по окончании процесса перезаряда следует разряд конденсатора по цепи $D_1 - L_k - R_c - D_{c2} - E$ до напряжения E (отвод от конденсатора избыточной энергии). На этапе перезаряда конденсатора током $i_n = I(0)$ (интервал $t_3 - t_4$) в кривых $u_n(t)$ и $u_{T_1}(t)$ появляются линейные участки, обусловленные линейным законом изменения напряжения на конденсаторе. Аналогично протекает процесс перезаряда конденсатора и в следующем такте, связанном с коммутацией тиристора T_1 .

Таким образом, напряжение $u_c = U_{cm}$, достигаемое на конденсаторе к концу перезаряда, определяет максимальное значение напряжения на конденсаторе, а напряжение $u_c = E$ — его начальное напряжение $U(0)$ перед коммутацией. По напряжению U_{cm} производят выбор коммутирующих тиристоров. Оно зависит от напряжения E , тока $I(0)$ и характеристического сопротивления Z_c (рис. 8.18):

$$U_{cm} \approx E + Z_c I(0). \quad (8.6)$$

Возможные значения U_{cm} лежат в пределах от $1,2 E$ до $1,8 E$.

Мощность, теряемую в резисторе R_c при отводе избыточной энергии от конденсатора, определяют из соотношения

$$P_R = \frac{f_k C_k}{2} (U_{cm} - E)^2, \quad (8.7)$$

где f_k — частота следования коммутационных процессов.

Например, при $f_k = 200$ Гц, $C_k = 20$ мкФ, $E = 200$ В и $U_{cm} = 1,8 E$ мощность потерь составляет 51,2 Вт.

§ 8.5. АВТОНОМНЫЙ ПАРАЛЛЕЛЬНЫЙ ИНВЕРТОР ТОКА

Схема однофазного мостового АИТ приведена на рис. 8.19, а. В нее входит инверторный мост на тиристорах $T_1 - T_4$, в диагональ которого включена активно-индуктивная нагрузка Z_n , а параллельно ей — конденсатор C . В цепи постоянного тока расположен дроссель L_d с достаточно большой индуктивностью.

Кривая выходного напряжения $u_n = u_c$ формируется путем периодического перезаряда конденсатора C в цепи с источником питания E и дросселем L_d при поочередном отпирании накрест лежащих тиристоров инвертора. Конденсатор C , характер изменения напряжения во времени которого определяет u_n , осуществляет запирающее действие на проводившей пары тиристоров при отпирании другой пары.

На рис. 8.19, б — показаны временные диаграммы для установившегося режима. Предположим, что до момента времени $\vartheta_1 = \omega t_1$ (где ω — выходная частота инвертора) проводят ток тиристоры T_1 и T_2 (рис. 8.19, б). При этом напряжение на конденсаторе имеет полярность, показанную на схеме без скобок. В момент времени ϑ_1

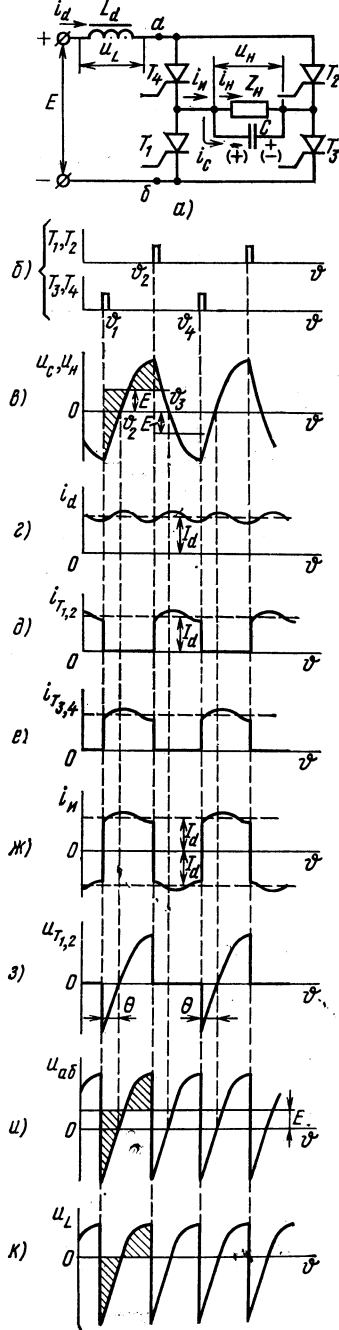


Рис. 8.19. Схема однофазного мостового АИТ (а) и его временные диаграммы (б — к)

подачей управляющих импульсов отпираются тиристоры T_3, T_4 , в результате чего конденсатор C подключается параллельно тиристорам T_1, T_2 . Под действием встречного тока конденсатора токи тиристоров T_1, T_2 быстро спадают до нуля, к тиристорам прикладывается обратное напряжение, определяемое напряжением конденсатора (рис. 8.19, з), и они переводятся в непроводящее состояние. Длительность действия обратного напряжения на тиристорах (время, предоставляемое для восстановления их запирающих свойств) характеризуется интервалом, в течение которого напряжение отрицательной полярности на конденсаторе уменьшается до нуля (рис. 8.19, в) в процессе его перезаряда в цепи с источником питания, дросселем L_d и открытыми тиристорами T_3, T_4 (рис. 8.19, а). Этот интервал определяется углом $\theta = t_{п.в}\omega$. Аналогично осуществляется запираание тиристоров T_3, T_4 при отпирании тиристоров T_1, T_2 .

Кривая переменного напряжения на нагрузке (рис. 8.19, в) состоит из участков, соответствующих каждому такту перезаряда конденсатора. Ток i_d (рис. 8.19, г), потребляемый от источника питания, благодаря большой индуктивности дросселя L_d достаточно хорошо сглажен и имеет малые пульсации. Этот ток поочередно протекает через тиристоры T_1, T_2 и T_3, T_4 , определяя форму кривых их анодных токов (рис. 8.19, д, е), а также форму кривой тока инвертора i_H (рис. 8.19, ж), равного сумме токов нагрузки i_H и конденсатора i_C .

При отпирании каждой пары накрест лежащих тиристоров конденсатор подключается отрицательным полюсом к точке а и положительным полюсом к точке б, что определяет характер кривой $u_{a\delta}$, приведенной на рис. 8.19, и. Напряжение на дросселе L_d равно разности $u_{a\delta} - E$ (рис. 8.19, а, к). Если пренебречь активным сопротивлением обмотки дросселя, то его напряжение $u_L = L di/dt$ будет определяться только

переменной составляющей при равной нулю постоянной составляющей. Из этого следует, что постоянная составляющая напряжения $u_{аб}$ равна E . В свою очередь, это означает, что среднее значение напряжения на конденсаторе (нагрузке) в течение полупериода (рис. 8.19, в) также равно E .

Ввиду наличия в схеме трех накопителей энергии (L_d , C , L_H) полный теоретический анализ инвертора приводит к громоздким вычислениям, в связи с чем при анализе АИТ часто пользуются приближенным методом основной гармоники, обладающим наглядностью и удобством при изучении процессов.

Этот метод состоит в замене кривых напряжения на нагрузке u_H (рис. 8.19, в) и тока инвертора i_H (рис. 8.19, ж) их первыми (основными) гармониками. Такая замена создает некоторую погрешность в расчетах, однако, как показывает эксперимент, она не превышает 10—15%. Для трехфазных АИТ, где указанные кривые меньше отличаются от синусоиды, точность расчетных соотношений получается выше. Важным преимуществом метода основной гармоники является возможность применения векторных диаграмм для анализа режимов работы и характеристик АИТ.

В АИТ индуктивность входного дросселя L_d обычно достаточно велика. При анализе методом основной гармоники индуктивность дросселя принимают равной бесконечности. При таком предположении ток i_d получается идеально сглаженным, а кривые токов тиристорov и инвертора (рис. 8.19, д—ж) имеют прямоугольную форму. Кривые напряжения на нагрузке u_H и тока инвертора i_H с учетом принятых допущений показаны на рис. 8.20, а. Первая гармоника тока инвертора $i_{H(1)}$ связана с кривой тока i_H при $L_d = \infty$ соотношением

$$i_{H(1)} = \sqrt{2} I_{H(1)} \sin \omega t = \frac{4}{\pi} I_d \sin \omega t, \quad (8.8)$$

где $I_{H(1)} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_d$ — действующее значение первой гармоники тока инвертора; I_d — ток во входной цепи.

Таким образом, приняв напряжение $u_H(\omega t)$ и ток $i_H(\omega t)$ синусоидальными, анализ инвертора можно проводить по схеме замещения для первой (основной) гармоники (рис. 8.20, б) с использованием векторной диаграммы рис. 8.20, в. Вектор напряжения \dot{U}_H направляют по вертикальной оси. Вектор тока \dot{I}_H активно-индуктивной на-

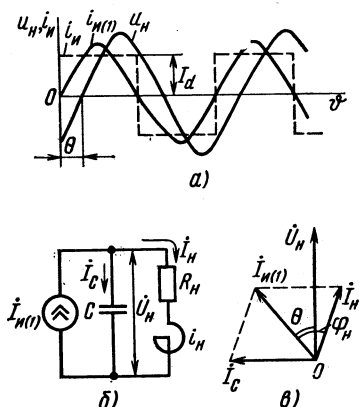


Рис. 8.20. Кривые напряжения и токов однофазного мостового АИТ (а), его схема замещения (б) и простейшая векторная диаграмма (в)

грузки отстает от вектора \dot{U}_H на угол $\varphi_H = \arctg \frac{\omega L_H}{R_H}$. Вектор тока \dot{I}_C опережает вектор напряжения \dot{U}_H на 90° . Следовательно, вектор тока $\dot{I}_{H(1)}$, равный сумме $\dot{I}_H + \dot{I}_C$, опережает вектор напряжения \dot{U}_H на угол θ . *Опережающий характер вектора $\dot{I}_{H(1)}$ является обязательным для АИТ, так как угол θ определяет время, предоставляемое тиристорам для восстановления запирающих свойств:*

$$t_{п.в} = \theta \frac{T}{360^\circ} = \frac{\theta}{360^\circ \cdot f}, \quad (8.9)$$

где T — период; f — выходная частота инвертора.

Угол θ не может быть меньше величины θ_{\min} , которой соответствует минимально допустимое значение $t_{п.в}$, равное времени выключения (восстановления запирающих свойств) используемых тиристоров (t_B):

$$\theta_{\min} = 360^\circ \cdot f t_B. \quad (8.10)$$

Для АИТ наибольший интерес представляет зависимость его выходного напряжения от тока нагрузки (выходная характеристика), определяемая в ходе последующего анализа.

Из векторной диаграммы рис. 8.20, в определим проекцию вектора тока $I_{H(1)}$ на вертикальную и горизонтальную оси:

$$I_{H(1)} \cos \theta = I_H \cos \varphi_H, \quad (8.11)$$

$$I_{H(1)} \sin \theta = I_C - I_H \sin \varphi_H. \quad (8.11a)$$

Физический смысл соотношений (8.11) становится ясным, если умножить их левые и правые части на U_H . Выражение (8.11) при этом будет характеризовать баланс в схеме активной энергии, а выражение (8.11a) — реактивной энергии. Активная энергия (мощность), отдаваемая инвертором, потребляется нагрузкой R_H ; реактивная мощность, потребляемая инвертором, равна разности мощностей генерируемой конденсатором и потребляемой нагрузкой. Необходимость в потреблении инвертором реактивной мощности связана с обеспечением угла θ для запираания проводивших тиристоров. Разделив выражение (8.11a) на (8.11), получим

$$\operatorname{tg} \theta = \frac{1 - I_H/I_C \sin \varphi_H}{I_H/I_C \cos \varphi_H}. \quad (8.12)$$

Введя обозначение

$$B = I_H/I_C = 1/(\omega C Z_H), \quad (8.13)$$

соотношение (8.12) можно привести к виду

$$\operatorname{tg} \theta = \frac{1 - B \sin \varphi_H}{B \cos \varphi_H}. \quad (8.14)$$

Коэффициент B называют коэффициентом (фактором) нагрузки.

Воспользуемся уравнением баланса активной мощности в инверторе, согласно которому в отсутствие потерь вся энергия, потребляемая от источника питания, отдается в нагрузку:

$$EI_d = U_H I_{H(1)} \cos \theta. \quad (8.15)$$

Выразив в (8.15) $I_{H(1)}$ через I_d , приходим к выражению

$$E = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_H \cos \theta, \quad (8.16)$$

которое является частным случаем важнейшего для АИТ соотношения

$$E = a_H U_H \cos \theta, \quad (8.17)$$

где a_H — коэффициент, определяемый схемой инвертора.

Для однофазных схем (с нулевым выводом и мостовой) $a_H = 2\sqrt{2}/\pi = 0,9$, для трехфазной схемы с нулевым выводом $a_H = 3\sqrt{6}/(2\pi) = 1,17$ и для трехфазной мостовой схемы $a_H = 3\sqrt{6}/\pi = 2,34$. Указанные значения коэффициентов известны из теории выпрямителей.

Выражение (8.17) используем для определения напряжения на нагрузке инвертора:

$$U_H = \frac{E}{a_H \cos \theta}. \quad (8.18)$$

В соответствии с формулой (8.14)

$$\frac{1}{\cos \theta} = \sqrt{\tan^2 \theta + 1} = \sqrt{\left(\frac{1 - B \sin \varphi_H}{B \cos \varphi_H}\right)^2 + 1}. \quad (8.19)$$

Поскольку величина $1/\cos \theta$ зависит от параметров нагрузки R_H , L_H , напряжение U_H инвертора также является зависимым от них.

Соотношение (8.17) позволяет выявить важную для теории автономных инверторов тока зависимость

$$U_H = U_H \cos \theta, \quad (8.20)$$

где $U_H = E/a_H$ — расчетное напряжение инвертора, зависящее только от напряжения питания E и схемы инвертора.

Указать напряжение U_H непосредственно на схеме инвертора нельзя, но им удобно пользоваться на векторных диаграммах (рис. 8.21), что оправдывает введение этого напряжения. Из выражения (8.20) следует, что вектор напряжения \dot{U}_H совпадает по направлению с вектором тока $\dot{I}_{H(1)}$. Геометрическим местом конца вектора \dot{U}_H , например при изменении параметров нагрузки и стабилизации напряжения \dot{U}_H путем регулирова-

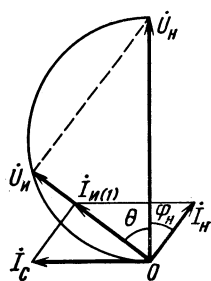


Рис. 8.21. Векторная диаграмма АИТ

ния напряжения E , будет окружность, построенная на векторе \dot{U}_H как на диаметре.

Выражение, описывающее выходные характеристики АИТ, находят подстановкой (8.19) в (8.18) с последующим приведением к безразмерной форме записи:

$$\frac{a_H}{E} U_H = \frac{1}{\cos \theta} = \sqrt{\left(\frac{1 - B \sin \varphi_H}{B \cos \varphi_H} \right)^2 + 1}. \quad (8.21)$$

Найденная зависимость определяет внешние (выходные) характеристики АИТ в общем виде. Их графическое изображение отражает зависимость относительного напряжения на нагрузке $\frac{a_H}{E} U_H$ от коэффициента нагрузки B или $B_a = B \cos \varphi_H$ и характеризуется семейством кривых на рис. 8.22 при фиксированных значениях $\cos \varphi_H$.

Как следует из внешних характеристик АИТ, с ростом коэффициента нагрузки B (т. е. с увеличением тока нагрузки) выходное напряжение снижается.

Рассмотрим внешнюю характеристику при $\cos \varphi_H = 1$, что соответствует чисто активной нагрузке и коэффициенту $B_a = B = 1/(\omega C R_H)$.

На рис. 8.23, а показаны кривые напряжения на конденсаторе (нагрузке) и на тиристоре инвертора для одной из точек средней

На рис. 8.23, а показаны кривые напряжения на конденсаторе (нагрузке) и на тиристоре инвертора для одной из точек средней

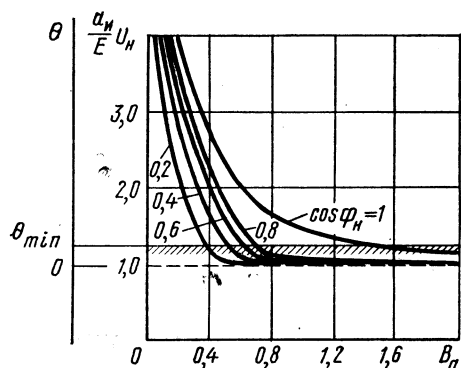


Рис. 8.22. Внешние характеристики АИТ

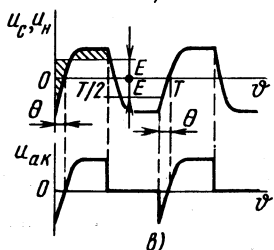
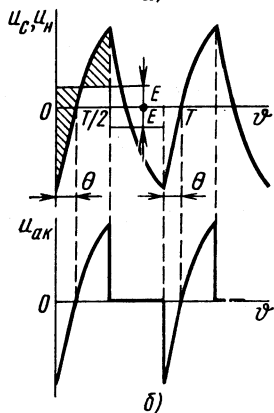
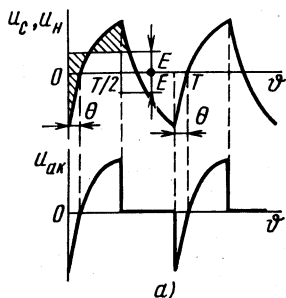


Рис. 8.23. Кривые выходного напряжения и напряжения на тиристоре при различных токах нагрузки

области выходной характеристики ($B_a = 0,5 \div 0,8$). Вид кривых характеризуется экспоненциальным процессом перезаряда конденсатора с постоянной времени $\tau = CR_n$. Напряжения на конденсаторе в начале и в конце каждого полупериода равны по величине и противоположны по знаку, а его среднее значение в течение полупериода равно E .

При переходе в область малых значений коэффициента B_a (больших сопротивлений R_n и, следовательно, малых токов нагрузки) постоянная времени τ перезаряда конденсатора увеличивается (рис. 8.23, б), что приводит к возрастанию угла θ , стремящегося при $B_a \rightarrow 0$ к $T/4$. Кривая напряжения на конденсаторе приближается к треугольной форме. Равенство среднего за полупериод значения выходного напряжения напряжению E достигается за счет увеличения амплитуды выходного напряжения. Этим объясняется повышение действующего значения напряжения на выходе инвертора при уменьшении тока нагрузки. При переходе к режиму холостого хода ($B_a \rightarrow 0$) напряжение на выходе инвертора неограниченно возрастает (в отсутствие потерь, т. е. в идеальном инверторе) и может превысить допустимые пределы для нормальной работы элементов (конденсатора, тиристорov). Ввиду опасности выхода из строя элементов вследствие перенапряжений режим холостого хода для рассматриваемого инвертора является недопустимым.

При переходе инвертора в режим больших токов нагрузки ($B_a > 0,8$) за счет уменьшения сопротивления R_n постоянная времени перезаряда конденсатора уменьшается, вызывая уменьшение угла θ (рис. 8.23, в). При том же напряжении питания E напряжение на выходе инвертора также уменьшается и приближается к прямоугольной форме. Однако режим $\frac{a_n}{E} U_n = 1$ для инвертора невозможен, поскольку угол θ здесь равен нулю (см. рис. 8.22). Предел увеличения тока нагрузки (коэффициента B_a) характеризуется ординатой, для которой $\theta = \theta_{\min}$. Из выражения (8.21) находим

$$\frac{a_n}{E} U_{n \min} = \frac{1}{\cos \theta_{\min}}, \quad (8.22)$$

где θ_{\min} определяется по формуле (8.10).

Возьмем в качестве примера $f = 400$ Гц и $t_b = 100 \cdot 10^{-6}$ с. Тогда $\theta_{\min} = 360 \cdot 400 \cdot 100 \cdot 10^{-6} = 14,4^\circ$, $\cos \theta_{\min} = 0,9686$ и

$$\frac{a_n}{E} U_{n \min} = 1,03.$$

Таким образом, на основании изложенного можно сделать вывод, что для рассматриваемой схемы инвертора недопустим режим холостого хода и имеется предел увеличения тока нагрузки.

При активно-индуктивной нагрузке спадающий характер выходных характеристик сохраняется и обуславливается той же причиной, что и при чисто активной нагрузке. Отличие заключается в том, что индуктивность нагрузки осуществляет некоторую компенсацию реактивности конденсатора, что приводит к уменьшению угла θ и вы-

ходного напряжения инвертора при тех же значениях параметра B_a . Этим объясняется смещение характеристик к оси ординат с уменьшением $\cos \varphi_H$.

Рассмотренную схему часто применяют с трансформаторным включением нагрузки (рис. 8.24). Использование трансформатора необходимо для получения требуемой ве-

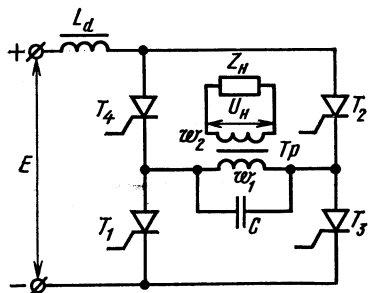


Рис. 8.24. Схема однофазного мостового АИТ с выходным трансформатором

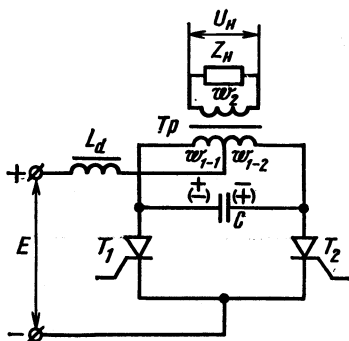


Рис. 8.25. Схема однофазного АИТ с нулевым выводом

личины выходного напряжения при заданном напряжении E . Процессы, протекающие в схеме, аналогичны рассмотренным. При замене Z_H на приведенное к первичной обмотке сопротивление нагрузки $Z'_H = Z_H n^2$, а также I_H на $I'_H = I_H/n$ и U_H на $U'_H = nU_H$, где $n = w_1/w_2$ — коэффициент трансформации трансформатора, все приведенные ранее соотношения остаются в силе и для схемы рис. 8.24. С учетом замены $\frac{a_H}{E} U_H$ на $\frac{a_H}{n} \frac{U_H}{E}$ и $B_a = \frac{1}{\omega C Z_H} \cos \varphi_H$ на $B_a = \frac{1}{n^2 \omega C Z_H} \cos \varphi_H$ внешние характеристики АИТ, приведенные на рис. 8.22, действительны и для схемы инвертора с трансформатором.

На рис. 8.25 приведена схема однофазного АИТ с нулевым выводом. Трансформатор имеет две первичные полуобмотки, которые подключены к тиристорам T_1, T_2 . Средний (нулевой) вывод связан дросселем L_d большой индуктивности с источником питания. Нагрузка Z_H подключена к вторичной обмотке, имеющей коэффициент трансформации $n = \frac{w_{1-1} + w_{1-2}}{w_2} = \frac{2w_1}{w_2}$. Процессы в таком инверторе в принципе не отличаются от процессов в мостовом АИТ (см. рис. 8.19, а) и могут быть рассмотрены по тем же временным диаграммам (см. рис. 8.19, б—к).

При поочередном отпирании тиристоров T_1, T_2 происходят перезаряды конденсатора в цепи с источником питания и проводящим тиристором. При отпирании одного из тиристоров конденсатор подключается параллельно другому тиристор с полярностью напряжения, необходимой для запирающего последнего. Поскольку конден-

сатор подключен параллельно вторичным обмоткам трансформатора, напряжения на обмотках и нагрузке определяются кривой напряжения на конденсаторе. Следовательно,

$$u_n = u_c / n. \quad (8.23)$$

Вид кривой u_c зависит от емкости конденсатора и приведенного к вторичной обмотке (конденсатору) сопротивления нагрузки $Z_n' = n^2 Z_n$. С учетом той же замены параметров, что и для схемы рис. 8.24, приведенные ранее соотношения, а также выходные характеристики действительны и для однофазного АИТ с нулевым выводом.

Схема трехфазного параллельного АИТ выполняется по принципу однофазного. Инвертор (рис. 8.26, а) содержит трехфазный инверторный мост на тиристорах T_1 — T_6 с дросселем L_d во входной цепи. Нагрузка может быть включена треугольником или звездой. Конденсаторы C_A , C_B , C_C подключены параллельно нагрузке, но могут быть также соединены и звездой.

Длительность проводящего состояния каждого тиристора составляет $\psi = 120^\circ$. При этом в любой момент времени открыты два тиристора, относящиеся к разным фазам. Чередование совместной работы тириستоров подчиняется такой последовательности: 12, 23, 34, 45, 56, 61, 12, ... (рис. 8.26, б). Отпирание тиристоров производят короткими импульсами, как и в однофазном инверторе, в момент начала их интервалов проводимости. Запирание каждого тиристора осуществляют с по-

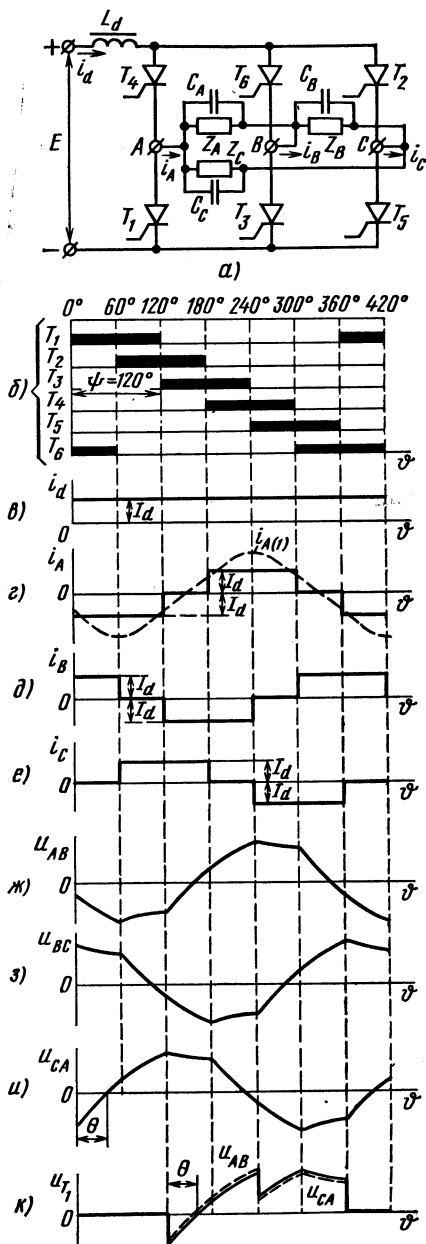


Рис. 8.26. Схема трехфазного мостового АИТ (а) и его временные диаграммы (б — к)

мощью конденсатора, подключенного к его фазе, с момента отпирания следующего тиристора, относящегося к той же группе. Так, запираание тиристора T_1 осуществляется конденсатором C_A при отпирании тиристора T_3 . Принцип действия схемы иллюстрируют временные диаграммы, приведенные на рис. 8.26, в—к.

Если принять $L_d = \infty$, то во входной цепи инвертора будет протекать постоянный ток $i_d = I_d$ (рис. 8.26, в). Ток I_d преобразуется проводящими тиристорами в переменный ток инвертора i_n , характеризующий здесь фазные токи i_A, i_B, i_C (рис. 8.26, г—е). Фазные токи сдвинуты относительно друг друга на 120° и имеют вид прямоугольных импульсов длительностью в 120° с паузой в 60° . Действующее значение первой гармоники фазного выходного тока определяется соотношением

$$I_{n(1)} = I_{A(1)} = I_{B(1)} = I_{C(1)} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d. \quad (8.24)$$

Кривые выходного напряжения инвертора u_{AB}, u_{BC}, u_{CA} (рис. 8.26, ж—и) состояются на протяжении периода из шести участков, характеризующих перезаряды конденсаторов C_A, C_B, C_C . Каждый участок кривых формируется при проводимости двух соответствующих тиристорov. Приближение к синусоиде кривых напряжения здесь лучше, чем в однофазных инверторах. Вид кривой напряжения на каждом тиристоре на этапе закрытого его состояния определяется напряжениями конденсаторов, подключаемых параллельно ему через проводящие тиристоры той же группы. Так, для тиристора T_1 (рис. 8.26, к) на интервале $120—240^\circ$, когда проводит ток тиристор T_3 , кривая u_{T_1} определяется напряжением конденсатора C_A (u_{AB}), а на интервале $240—360^\circ$, когда открыт тиристор T_5 — напряжением конденсатора C_C (u_{CA}).

При использовании метода основной гармоники и векторных диаграмм расчет трехфазного мостового инвертора проводят по его фазному напряжению в предположении, что нагрузка и конденсаторы соединены звездой (рис. 8.27) (при включении Z_n и C треугольником их следует пересчитать в звезду). Соотношения (8.9) — (8.14) с учетом (8.24) действительны и для трехфазного инвертора. Соотношение (8.17), а затем и последующие получают из уравнения баланса мощности по аналогии с (8.15). Для трехфазного АИТ имеем

$$EI_d = 3U_{н.ф} I_{n(1)} \cos \theta, \quad (8.25)$$

где $U_{н.ф}$ — фазное напряжение.

К соотношениям (8.17), (8.18) приходим после подстановки в (8.25) выражения (8.24). Коэффициент a_n , как указывалось, равен $3\sqrt{6}/\pi = 2,34$. С учетом этого коэффициента, а также равенства $Z_n = Z_{н.ф} = Z_{Aф} = Z_{Bф} = Z_{Cф}$ выходные характеристики на рис. 8.22 действительны и для трехфазного параллельного инвертора тока.

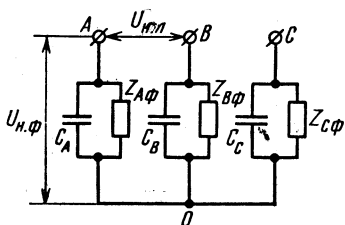


Рис. 8.27. Схема соединения звездой нагрузки и конденсаторов в трехфазных АИТ

Близкая к синусоиде форма кривой выходного напряжения АИТ (особенно трехфазных) является существенным их преимуществом по сравнению с автономными инверторами напряжения. По этой причине АИТ имеют предпочтительное использование в качестве источников напряжения неизменной частоты (например, 50 или 400 Гц). Однако сильная зависимость выходного напряжения АИТ от параметров нагрузки вынуждает принимать меры по управлению и стабилизации выходного напряжения.

Как отмечалось, основной причиной нестабильности выходного напряжения в АИТ является изменение соотношения проводимостей конденсатора и нагрузки (т. е. реактивной мощности конденсатора, а также активной и реактивной составляющих мощности нагрузки). Изменение этого соотношения приводит к изменению угла θ и напряжения на нагрузке (8.18).

Задачи регулирования и стабилизации выходного напряжения АИТ решают одним из следующих способов: а) *изменением напряжения питания E* путем использования во входной цепи инвертора управляемого выпрямителя или импульсного преобразователя постоянного напряжения; б) *введением в схему инвертора компенсирующего устройства (компенсатора)*, с помощью которого осуществляется управление соотношением указанных мощностей. В случае применения компенсатора K последний включают параллельно выходной цепи инвертора (рис. 8.28) с целью изменения активной или реактивной мощности, потребляемой от АИТ, при изменении параметров нагрузки (тока нагрузки). В качестве компенсатора в АИТ служит обратный неуправляемый или управляемый выпрямитель либо индуктивно-тиристорный компенсатор (см. § 8.7).

Использование в качестве компенсатора неуправляемого выпрямителя основывается на том, что такой выпрямитель потребляет от источника переменного тока активную мощность, а управляемый выпрямитель — как активную, так и реактивную мощность. Для увеличения к. п. д. инвертора выпрямитель со стороны постоянного тока включают на шины основного источника питания (рис. 8.29), так что выпрямитель B возвращает часть преобразованной инвертором I энергии вновь в источник питания. Поэтому выпрямитель, обеспечивающий в схеме функцию компенсирующего устройства, называют обратным.

Рассмотрим работу АИТ с обратным выпрямителем (рис. 8.29). Предположим, что обратный выпрямитель выполнен по той же схеме, что и инвертор. По переменному току выпрямитель подключен к инвертору через трансформатор Tr_v с коэффициентом трансформации

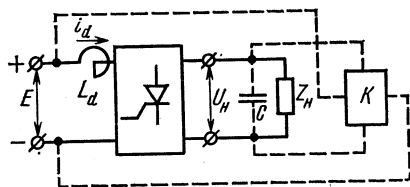


Рис. 8.28. Структурная схема АИТ с компенсатором

Рассмотрим вначале неуправляемый обратный выпрямитель (схема выпрямителя выполнена на неуправляемых вентилях — диодах).

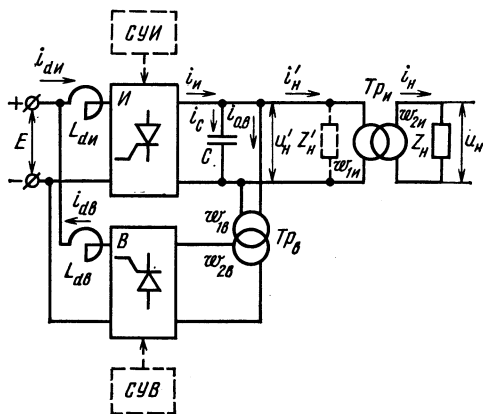


Рис. 8.29. Структурная схема АИТ с обратным выпрямителем

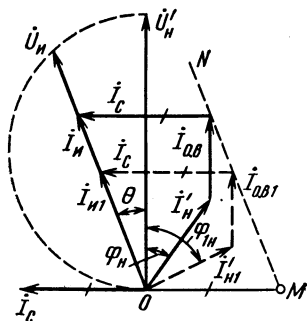


Рис. 8.30. Векторная диаграмма АИТ с неуправляемым обратным выпрямителем

Для выходной цепи инвертора действительно следующее векторное соотношение:

$$\dot{I}_{\text{H}} = \dot{I}_{\text{C}} + \dot{I}'_{\text{H}} + \dot{I}_{0.\text{B}}, \quad (8.26)$$

где $I_{\text{н}}$ — ток инвертора по первой гармонике (индекс 1 здесь и далее для простоты опускаем); $\dot{I}'_{\text{н}} = \dot{I}_{\text{н}}/n_{\text{н}}$ — приведенный к первичной обмотке трансформатора $Tp_{\text{н}}$ ток нагрузки; $\dot{I}_{\text{о.в}}$ — входной ток обратного выпрямителя.

На векторной диаграмме, как и ранее (см. § 8.5), строим вектор приведенного к первичной обмотке $Tr_{\text{и}}$ напряжения нагрузки $\dot{U}'_{\text{н}} = n_{\text{и}} \dot{U}_{\text{н}}$, а также векторы токов $\dot{i}'_{\text{н}}$, $\dot{I}_{\text{с}}$. Известно, что входной ток неуправляемого выпрямителя совпадает по фазе с напряжением, в связи с чем вектор $\dot{I}_{\text{о.в}}$ должен быть направлен вертикально, как и вектор напряжения $\dot{U}'_{\text{н}}$. В соответствии с указанным векторная диаграмма для токов выходной цепи инвертора будет иметь вид, показанный на рис. 8.30.

Стабилизирующему действию обратного выпрямителя ($\dot{U}_H = \text{const}$, $\dot{U}_H' = \text{const}$ при $E = \text{const}$) будет отвечать постоянство угла θ меж-

ду векторами \vec{U}_H (или \vec{I}_H) и вектором напряжения \vec{U}'_H , а также неизменный ток $I_C = U'_H / \omega C$. Отсюда следует, что при изменении тока нагрузки конец вектора \vec{I}_{oB} будет перемещаться по линии MN , проходящей параллельно вектору \vec{U}_H (\vec{I}_H) и удаленной от него по оси абсцисс на величину тока I_C . На рис. 8.30 в качестве примера пунктиром показана векторная диаграмма для другого значения тока нагрузки I'_{H1} .

Определим основные закономерности для АИТ с неуправляемым обратным выпрямителем. Для этого запишем уравнения связи выходного напряжения инвертора с напряжением питания E и аналогичное соотношение для выпрямителя:

$$E = a_H U'_H \cos \theta, \quad (8.27)$$

$$E = a_B \frac{1}{n_B} U'_H, \quad (8.27a)$$

или

$$E = a_H n_H U_H \cos \theta, \quad (8.28)$$

$$E = a_B \frac{n_H}{n_B} U_H. \quad (8.28a)$$

Считаем, что инвертор и выпрямитель выполнены по одной и той же схеме, т. е. $a_H = a_B$. Из соотношений (8.28) находим

$$\cos \theta = 1/n_B. \quad (8.29)$$

Выражение (8.29) показывает, что угол θ инвертора зависит только от коэффициента трансформации n_B трансформатора Tr_B , что обуславливает стабильность выходного напряжения инвертора. Согласно соотношениям (8.28),

$$U_H = \frac{1}{a_B} \frac{n_B}{n_H} E = \frac{E}{a_H n_H \cos \theta}. \quad (8.30)$$

Важный вывод, который также можно сделать на основании выражения (8.29), заключается в том, что, поскольку при конечном значении θ $\cos \theta < 1$, неуправляемый обратный выпрямитель применим только при понижающем коэффициенте трансформации выпрямительного трансформатора ($n_B > 1$, $\omega_{1B} > \omega_{2B}$).

На рис. 8.31 показана внешняя характеристика АИТ с неуправляемым обратным выпрямителем в относительных единицах. Выходная характеристика состоит из двух участков. Участок $a-b$ соответствует «естественной» выходной характеристике АИТ. На этом участке напряже-

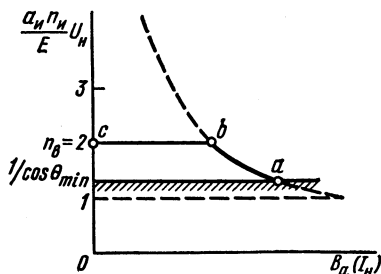


Рис. 8.31. Внешняя характеристика АИТ с неуправляемым обратным выпрямителем

ние на выходе инвертора U'_n мало, обратный выпрямитель заперт и не принимает участия в работе. В точке b выпрямитель вступает в работу, ограничивая дальнейшее увеличение выходного напряжения инвертора на уровне n_b (в относительных единицах). Участок $b-c$ характеристики представляет собой отрезок прямой, параллельной оси абсцисс. Точка a характеризует граничный

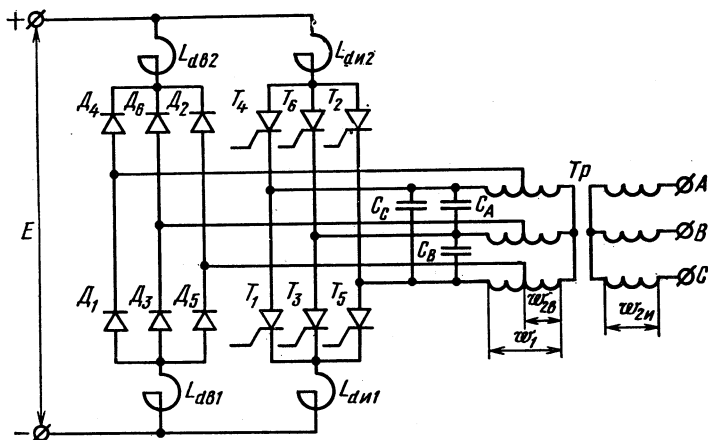


Рис. 8.32. Принципиальная схема трехфазного АИТ с неуправляемым обратным выпрямителем

режим работы инвертора по току. Ей соответствует минимальный угол $\theta = \theta_{\min}$, предоставляемый тиристорам инвертора для восстановления запирающих свойств.

В практических схемах АИТ с обратным выпрямителем подключение последнего к выходу инвертора обычно осуществляют с помощью автотрансформаторной связи, что позволяет исключить специальный трансформатор выпрямителя. Схема трехфазного АИТ с неуправляемым обратным выпрямителем приведена на рис. 8.32. Она состоит из трехфазного инверторного моста на тиристорах T_1-T_6 и выпрямительного моста на диодах D_1-D_6 . Дроссели $L_{дб1}$, $L_{дб2}$ предназначены для обеспечения работы выпрямителя в режиме непрерывного тока. Первичная обмотка w_1 трансформатора имеет выводы, к которым подключены входы переменного тока обратного выпрямителя. Такое подключение создает необходимое снижение напряжения на входе выпрямителя по сравнению с выходным напряжением инвертора ($n_b = w_1/w_{2б} > 1$). Нагрузка подключена к отдельной обмотке $w_{2н}$ и для нее коэффициент трансформации $n_n = w_1/w_{2н}$.

При использовании управляемого обратного выпрямителя (см. рис. 8.29) с выхода инвертора потребляется дополнительно не только активная, но и реактивная мощность. Из теории управляемых выпрямителей известно (см. § 6.6), что при

$\alpha \neq 0$ первая гармоника входного тока (в данном случае $i_{o.b}$) имеет отстающий фазовый сдвиг на угол α относительно входного напряжения (u_n). Таким образом, векторная диаграмма для токов (рис. 8.33) будет отличаться от векторной диаграммы на рис. 8.30 направлением вектора $i_{o.b}$.

Чтобы определить основные закономерности для АИТ с управляемым обратным выпрямителем, составим уравнения связи U_n с E по цепи инвертора и выпрямителя вида (8.27), (8.27а), (8.28), (8.28а). Соотношения (8.27), (8.28), характеризующие инвертор, действительны и для данного случая. Уравнения для выпрямителя имеют вид

$$E = a_b \frac{1}{n_b} U_n \cos \alpha, \quad (8.31)$$

$$E = a_b \frac{n_n}{n_b} U_n \cos \alpha. \quad (8.32)$$

Из соотношений (8.28) и (8.32) найдем

$$\cos \alpha = n_b \cos \theta. \quad (8.33)$$

На основании выражения (8.33) можно заключить, что с помощью управляемого обратного выпрямителя осуществима не только стабилизация, но и регулирование выходного напряжения инвертора. Поскольку при стабилизации напряжения $\theta = \text{const}$, угол α также должен быть неизменным. Коэффициент трансформации n_b может быть в принципе как понижающим, так и повышающим. При понижающем коэффициенте трансформации ($n_b > 1$) управление углом α выпрямителя для регулирования напряжения U_n производят с учетом неравенства $\alpha < \theta$. При повышающем коэффициенте трансформации ($n_b < 1$) соотношение обратное: $\alpha > \theta$. Возможен также случай непосредственного подключения выпрямителя к выходам инвертора, когда $n_b = 1$. При этом $\cos \alpha = \cos \theta$ и управление выпрямителем производят при $\alpha = \theta$. На практике трансформатор Tr_b используют преимущественно при повышающем коэффициенте трансформации, так как за счет увеличения угла α уменьшается ток I_n (т. е. снижается нагрузка инвертора по току и повышается к. п. д. системы).

Внешние характеристики инвертора в относительных единицах на участках стабилизации находят подстановкой в формулу (8.28) $\cos \theta$ из (8.33):

$$\frac{a_n n_n}{E} U_n = \frac{n_b}{\cos \alpha}. \quad (8.34)$$

Каждая характеристика семейства (рис. 8.34) состоит из двух участков. Спадающему участку соответствует запертое состояние выпрямителя. Этот участок определяется собственной характерис-

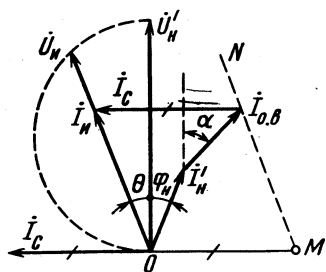


Рис. 8.33. Векторная диаграмма АИТ с управляемым обратным выпрямителем

тикой инвертора. Уровень $1/\cos\theta_{\min}$ характеризует предел коммутационной способности инвертора (минимально возможное выходное напряжение и максимально допустимый ток нагрузки). Увеличение угла α приводит к росту напряжения стабилизации и увеличению спадающего участка. В пределе при $\alpha = 90^\circ$ выходная характеристика инвертора определяется его собственной характеристикой.

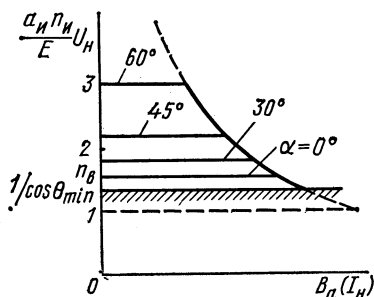


Рис. 8.34. Внешние характеристики АИТ с управляемым обратным выпрямителем при $\alpha = \theta$

Очевидно, стабилизация выходного напряжения при изменяющемся токе нагрузки, а также при постоянных напряжении E и угле α будет осуществляться за счет изменения тока обратного выпрямителя $\dot{I}_{o.в.}$.

Конец вектора тока $\dot{I}_{o.в.}$ (см. рис. 8.33) при этом будет перемещаться по линии MN , параллельной вектору $\dot{U}_H(\dot{I}_H)$ и удаленной от него по оси абсцисс на величину тока вектора \dot{I}_C .

§ 8.7. АИТ С ИНДУКТИВНО-ТИРИСТОРНЫМ КОМПЕНСАТОРОМ

Этот метод стабилизации (реже регулирования) выходного напряжения АИТ основывается на включении в выходную цепь инвертора (рис. 8.28, 8.35) аналога регулируемой индуктивности с целью компенсации реактивности конденсатора в условиях изменения тока нагрузки.

Векторная диаграмма токов инвертора с индуктивно-тиристорным компенсатором приведена на рис. 8.36. В отличие от предыдущих векторных диаграмм (см. рис. 8.30, 8.33) индуктивно-тиристорный компенсатор создает составляющую тока, вектор \dot{I}_K которого

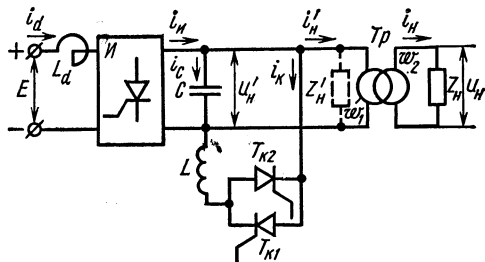


Рис. 8.35. Структурная схема АИТ с индуктивно-тиристорным компенсатором

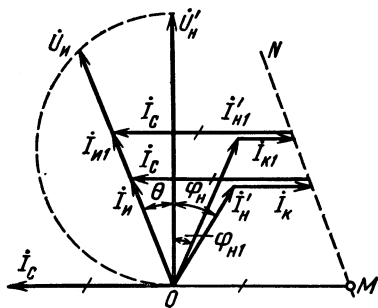


Рис. 8.36. Векторная диаграмма АИТ с индуктивно-тиристорным компенсатором

направлен параллельно оси абсцисс навстречу вектору тока \dot{I}_C . При одинаковых параметрах нагрузки и питающих напряжениях это вызывает *уменьшение вектора тока \dot{I}_n* и соответственно загрузки тиристоров инвертора по току по сравнению с использованием обратного выпрямителя.

Стабилизирующее действие компенсатора основывается на том, что при изменении тока нагрузки происходит изменение задержки моментов отпирания тиристоров T_{K1} , T_{K2} относительно моментов отпирания тиристоров инвертора. Благодаря этому изменяются эквивалентная индуктивность компенсатора и ток \dot{I}_K , что обеспечивает неизменность угла θ , а следовательно, и напряжения \dot{U}'_n . Очевидно, при этом конец вектора \dot{I}_K будет скользить по линии MN , параллельной вектору \dot{U}_n и удаленной от него по оси абсцисс на величину вектора тока \dot{I}_C . В отличие от АИТ с управляемым обратным выпрямителем, где для стабилизации выходного напряжения достаточно задать требуемый неизменный угол α задержки отпирания тиристоров выпрямителя, здесь для осуществления стабилизации необходимо иметь связь текущего значения напряжения на выходе инвертора с углом отпирания тиристоров компенсатора. Иными словами, *в схеме должна быть осуществлена обратная связь по напряжению*.

Принцип действия индуктивно-тиристорного компенсатора основан на применении встречно-параллельных тиристоров, включенных последовательно с индуктивностью (рис. 8.37, а).

Примем напряжение на входе синусоидальным (рис. 8.37, б):

$$u = \sqrt{2} U \sin \omega t.$$

Если предположить, что тиристоры T_{K1} , T_{K2} отпираются в моменты времени $\pi/2$, $3\pi/2$, $5\pi/2$ и т. д., то ток в цепи будет таким же, как и в отсутствие тиристоров:

$$i_K = \frac{\sqrt{2} U}{\omega L} \sin(\omega t - \pi/2).$$

Угол управления тиристорами для этого случая принимается равным ну-

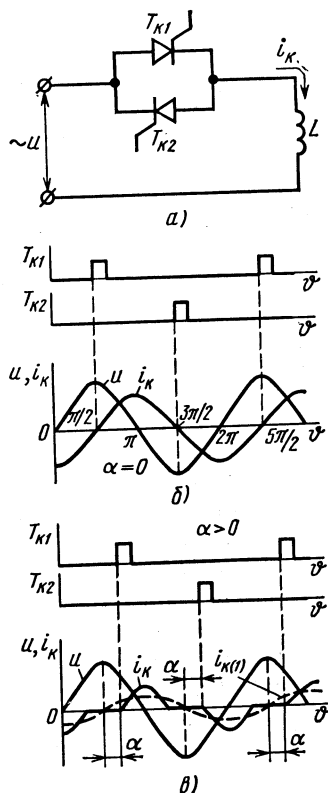


Рис. 8.37. Индуктивно-тиристорная цепочка (а); импульсы управления тиристорами, а также кривые напряжения и тока цепочки при $\alpha = 0$ (б) и $\alpha > 0$ (в)

лю ($\alpha = 0$) и отсчитывается от указанных моментов времени. Ток i_K при $\alpha = 0$ имеет максимальное значение.

При $\alpha > 0$ (рис. 8.37, в) кривая тока i_K имеет импульсный характер и состоит из отрезков синусоиды длительностью $\pi - 2\alpha$.

С ростом угла α длительность полуволн тока i_K будет сокращаться и при $\alpha = \pi/2$ $i_K = 0$. При этом важно отметить, что первая гармоника тока i_K ($i_{K(1)}$) на рис. 8.37, в) имеет фазовый сдвиг относительно напряжения на входе, равный $\pi/2$ в сторону отставания. Иными словами, при изменении угла α индуктивно-тиристорная цепочка по первой гармонике тока представляет собой аналог регулируемой индук-

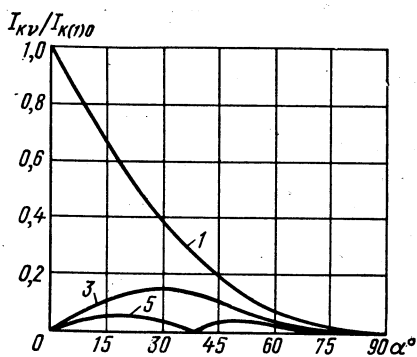


Рис. 8.38. Относительный гармонический состав кривой тока компенсатора при изменении угла α

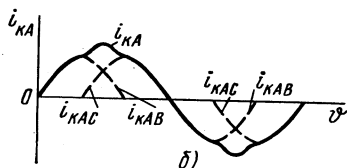
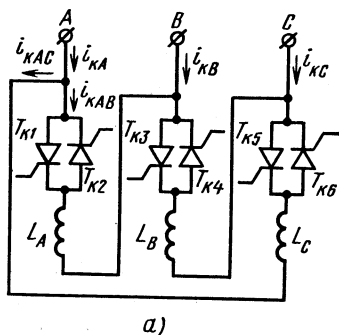


Рис. 8.39. Схема индуктивно-тиристорного компенсатора при включении треугольником (а); кривая линейного тока (б)

тивности. Оценку такого приближения дает разложение в ряд Фурье кривой тока i_K , результат которого представлен на рис. 8.38. Кривые показывают отношение действующих значений гармонических составляющих тока I_{Kv} к действующему значению его первой гармоники $I_{K(1)0}$ при $\alpha = 0$. Наибольшее значение 3-й гармоники составляет 14% и 5-й — 4,8% от основной. Остальные гармонические не учитываются ввиду их малости. Выражение для первой гармоники тока при изменении угла α имеет вид

$$i_{K(1)} = \frac{\sqrt{2} U}{\omega L} \left(1 - \frac{2\alpha}{\pi} - \frac{\sin 2\alpha}{\pi} \right) \sin \omega t.$$

Отсюда следует, что изменению угла α соответствует эквивалентная индуктивность, зависящая от угла α :

$$L_{\text{экв}} = \frac{L}{1 - \frac{2\alpha}{\pi} - \frac{\sin 2\alpha}{\pi}}. \quad (8.35)$$

При $\alpha = 0$ $L_{\text{ЭКВ}} = L$ и при $\alpha = \pi/2$ $L_{\text{ЭКВ}} = \infty$.

Индуктивно-тиристорный компенсатор получил наибольшее применение в трехфазных АИТ. Узел компенсации здесь состоит из трех соединенных треугольником индуктивно-тиристорных цепочек (рис. 8.39, а). Благодаря такому соединению в кривой линейных токов $i_{\text{КА}}$, $i_{\text{КВ}}$, $i_{\text{КС}}$ отсутствуют гармоники, кратные трем. Кривая линейного тока компенсатора близка к синусоиде (рис. 8.39, б) и, по существу, состоит из суммы первых гармоник токов двух межфазных индуктивно-тиристорных цепочек.

Применение индуктивно-тиристорного компенсатора в АИТ имеет существенное преимущество перед обратным выпрямителем. Оно обусловлено тем, что при регулировании и стабилизации выходного напряжения компенсатор практически не потребляет активной мощности, в связи с чем потери мощности в системе малы. В АИТ с обратным выпрямителем (как неуправляемом, так и управляемом) стабилизация и регулирование осуществляются с потреблением части активной мощности от инвертора и возвращением ее в источник питания. В результате циркуляции активной мощности в цепи источник питания — инвертор — обратный выпрямитель в системе наблюдаются потери энергии. Эти потери возрастают с уменьшением тока нагрузки, особенно при переходе к режиму холостого хода, когда вся преобразованная мощность инвертора передается через обратный выпрямитель вновь в источник питания.

§ 8.8. ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫЙ РЕЗОНАНСНЫЙ ИНВЕРТОР БЕЗ ОБРАТНЫХ ДИОДОВ

Резонансные автономные инверторы (АИР) предназначены для преобразования постоянного напряжения в переменное напряжение повышенной частоты (от 500—1000 Гц до 5—10 кГц и выше). Одной из основных областей применения таких преобразователей является электротермия (индукционная плавка металла, индукционный нагрев и закалка изделий). АИР находят применение и в качестве источников переменного напряжения повышенной частоты, а также используются для преобразования постоянного напряжения одной величины в постоянное напряжение другой величины. В последнем случае выходным напряжением преобразователя является выпрямленное и сглаженное напряжение инвертора.

АИР обычно выполняют однофазными (преимущественно по мостовой схеме) с использованием однооперационных тиристоров. Конденсатор в АИР может включаться параллельно нагрузке или последовательно с ней. В зависимости от этого различают параллельные и последовательные АИР. Процессы, протекающие в АИР, характеризуются колебательным (резонансным) перезарядом конденсатора в цепи с индуктивностью, в которую может входить индуктивность нагрузки.

Параллельные АИР выполняют по схеме рис. 8.19, а, в которой индуктивность L_a и конденсатор C рассчитывают так, чтобы при от-

пирании пары накрест лежащих тиристоров (T_1, T_2 или T_3, T_4) процесс перезаряда конденсатора имел колебательный характер и заканчивался в течение полупериода. В результате ток инвертора i_n имеет форму двуполярных импульсов в виде полуволн синусоиды, а входной ток i_d получается прерывистым. Если паузы между окончанием протекания тока через одну пару тиристоров и моментом отпирания тиристоров следующей пары малы или равны нулю, то напряжение на нагрузке близко к синусоиде.

На практике в АИР чаще используют последовательное или последовательно-параллельное включение конденсаторов.

На рис. 8.40 приведена простейшая схема резонансного инвертора, состоящая из инверторного моста на тиристорах $T_1—T_4$ и последовательно включенных в его диагонали конденсатора C , нагрузки Z_H и дополнительного дросселя L .

Кривая тока выходной цепи инвертора $i_n(t)$ (тока нагрузки i_n)

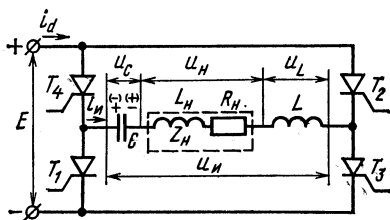


Рис. 8.40. Простейшая схема АИР

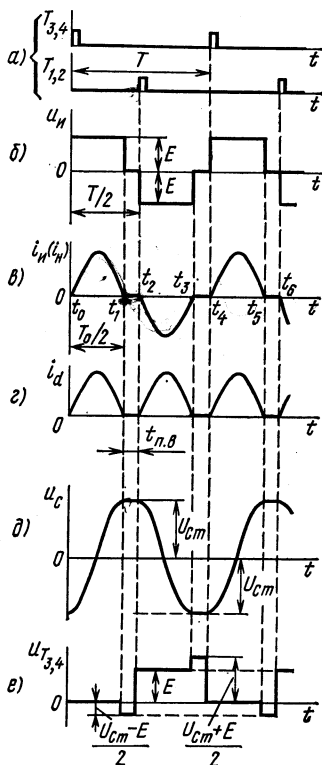


Рис. 8.41. Временные диаграммы, иллюстрирующие электромагнитные процессы в схеме рис. 8.40.

формируется путем попарного отпирания накрест расположенных тиристоров инверторного моста (рис. 8.41, а, в). Характер зависимости $i_n(t)$ обуславливается колебательным процессом перезаряда конденсатора C с частотой

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{(L + L_H)C}} \quad (8.36)$$

последовательного колебательного контура, образованного реактивными элементами выходной цепи, при его подключении проводящими тиристорами к источнику питания E .

В рассматриваемой схеме частота собственных колебаний контура f_0 связана с частотой следования отпирающих импульсов на тиристоры инверторного моста (т. е. с выходной частотой f инвертора) соотношением $f_0 > f$. Благодаря этому колебательные процессы перезаряда конденсатора (с близким к синусоидальному законом изменения тока $i_n = i_u$) заканчиваются до отпирания очередной пары тиристоров инвертора (рис. 8.41, а, в, з), а в кривых тока нагрузки и источника питания создаются паузы. Токовая пауза необходима для проведения операции запираания проводившей пары тиристоров перед отпиранием очередной пары. По окончании перезаряда (например, к моменту времени t_1) напряжение на конденсаторе $U_{cm} > E$, в связи с чем к проводившим тиристорам (в данном случае тиристорам T_3, T_4) прикладывается запирающее обратное напряжение, равное $(U_{cm} - E)/2$ (рис. 8.41, е). Длительность перезарядных процессов конденсаторов, равная половине периода собственных колебаний контура $T_0/2 = 1/(2f_0)$, определяет длительности открытого состояния тиристоров и двуполярных импульсов кривой напряжения инвертора u_n (рис. 8.41, б). Наличие в кривой тока нагрузки паузы характеризует работу АИР с естественным режимом запираания тиристоров. Необходимое при этом различие в частотах f_0 и f подчиняется условию поддержания на проводивших тиристорах требуемой длительности обратного напряжения с целью их запираания:

$$t_{п.в} = \frac{1}{2f} - \frac{1}{2f_0} \geq k_{зап} t_{в}, \quad (8.37)$$

где $t_{п.в}$ — время, предоставляемое тиристорам для восстановления запирающих свойств; $k_{зап} = 1,2 \div 1,5$ — коэффициент запаса; $t_{в}$ — время выключения тиристора.

Анализ АИР методом основной гармоники

Метод основной гармоники, допускающий использование векторных диаграмм, является удобным для анализа резонансных инверторов. Предпосылкой его применения служит близкая к синусоиде форма кривой выходного тока инвертора и напряжения на конденсаторе (рис. 8.41, в, д), если пауза в кривой тока i_n достаточно мала. В этом случае паузу можно вообще не учитывать. Другими словами, анализ проводят для граничного режима, временные диаграммы для которого приведены на рис. 8.42, а—д (такой режим в схеме рис. 8.40 возможен лишь при идеальных тиристорах, у которых $t_{в} = 0$).

Выходное напряжение инвертора (напряжение u_n), имеющее вид двуполярной импульсной кривой (рис. 8.42, б), заменяют его первой гармоникой:

$$u_{n(1)} = U_{um(1)} \sin \omega t, \quad (8.38)$$

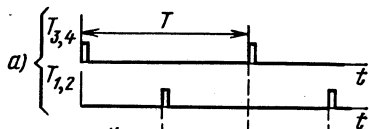
где $U_{um(1)} = \frac{4E}{\pi}$ — амплитуда первой гармоники;

$\omega = \omega_0 = \sqrt{1/(L + L_n)C}$ — угловая выходная частота.

Действующее значение первой гармоники напряжения

$$U_{н(1)} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E = 0,9E. \quad (8.39)$$

Из кривой рис. 8.42, *г* находим связь среднего значения тока, потребляемого от источника питания, с действующим значением выходного тока инвертора I_n :



$$I_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_n. \quad (8.40)$$

Составим уравнение баланса активной мощности:

$$EI_d = U_n I_n \cos \varphi_n. \quad (8.41)$$

После подстановки выражения (8.40) в (8.41) находим связь действующего значения напряжения на нагрузке с действующим значением первой гармоники напряжения инвертора:

$$U_n = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E \frac{1}{\cos \varphi_n} = \frac{U_{н(1)}}{\cos \varphi_n}. \quad (8.42)$$

Поскольку напряжение инвертора принято синусоидальным и действующее значение $U_{н(1)}$ зависит только от напряжения E см. выражение (8.39), реальную схему инвертора можно представить его схемой замещения с источником синусоидального напряжения (рис. 8.43). Схему замещения и соответствующую ей векторную диаграмму используют для расчета инвертора.

При расчете элементов L и C обычно являются заданными напряжение на нагрузке U_n и параметры R_n , L_n , $\cos \varphi_n$. Векторную диаграмму АИР (рис. 8.44) строят следующим образом.

Откладывают вектор напряжения \dot{U}_n , на котором как на диаметре проводят окружность. Под углом $\varphi_n = \arctg \frac{\omega L_n}{R_n}$ к вектору \dot{U}_n проводят линию направления вектора $\dot{U}_{н(1)}$. Точка пересечения с окружностью определяет модуль вектора $\dot{U}_{н(1)}$.

При $\omega = \omega_0$ выходная цепь инвертора оказывается настроенной в резонанс. Это означает равенство суммарного напряжения на индуктивных сопротивлениях напряжению на конденсаторе, находящемся с ним в противофазе (рис. 8.44). Для модулей этих напряжений справедливо равенство

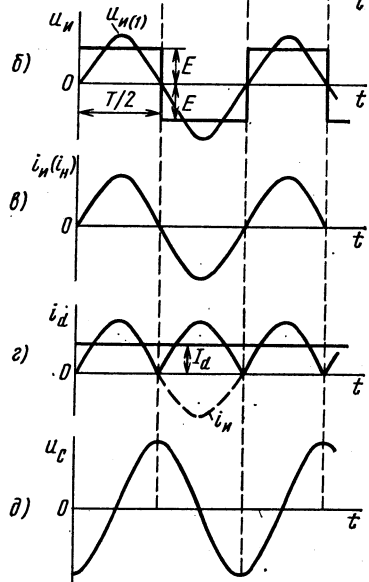


Рис. 8.42. Идеализированные кривые напряжений и токов в резонансном инверторе

$$U_{L_H} + U_L = U_C. \quad (8.43)$$

От источника $u_{н(1)}$ (см. рис. 8.43) потребляется только активная мощность. Ток нагрузки i_H совпадает по фазе с напряжением $u_{н(1)}$ (см. рис. 8.42, б, в; 8.44) и определяется напряжением $u_{н(1)}$ и активным сопротивлением нагрузки:

$$I_H = I_H = U_{н(1)} / R_H. \quad (8.44)$$

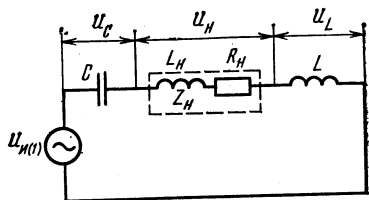


Рис. 8.43. Схема замещения АИР

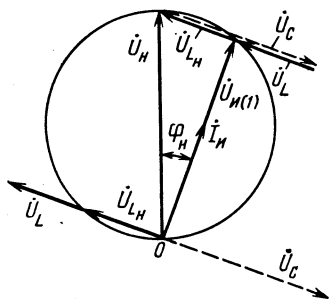


Рис. 8.44. Векторная диаграмма АИР

Напряжение на нагрузке помимо (8.42) определяется также соотношением, получаемым из векторной диаграммы:

$$U_H = \sqrt{U_{н(1)}^2 + (I_H \omega L_H)^2}. \quad (8.45)$$

Из условия баланса напряжений на реактивных элементах (8.43) находим связь их параметров:

$$\omega(L + L_H) = 1/\omega C \quad (8.46)$$

или

$$C = \frac{1}{\omega^2(L + L_H)}. \quad (8.47)$$

При выборе параметров L и C исходят из значения добротности выходной цепи инвертора:

$$Q = Z_c/R_H, \quad (8.48)$$

где $Z_c = \sqrt{(L + L_H)/C}$ — характеристическое сопротивление выходной цепи.

Добротность Q в зависимости от мощности инвертора лежит в пределах от 2—5 до 10—12. На основании (8.47) и (8.48) находим расчетное соотношение для емкости конденсатора C :

$$C = \frac{1}{\omega Q R_H}. \quad (8.49)$$

Расчетное соотношение для индуктивности L получается подстановкой в (8.47) выражения (8.49):

$$L = \frac{QR_n}{\omega} - L_n. \quad (8.50)$$

Внешние характеристики АИР

Из векторной диаграммы рис. 8.44, а также из соотношения (8.42) следует, что при неизменном напряжении питания E выходное напряжение АИР зависит только от значения $\cos\varphi_n$. Уменьшение $\cos\varphi_n$

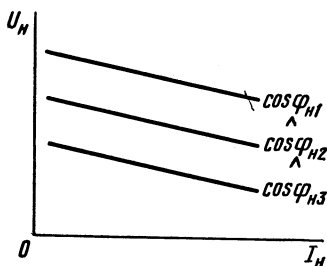


Рис. 8.45. Внешние характеристики АИР

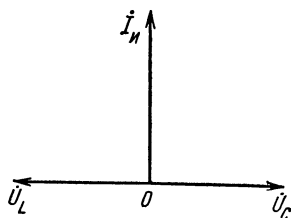


Рис. 8.46. Векторная диаграмма АИР в режиме короткого замыкания

вызывает увеличение выходного напряжения инвертора (рис. 8.45). Спадающий характер реальных выходных характеристик при фиксированных значениях $\cos\varphi_n$ объясняется зависимостью $E = F(I_d)$ источника питания (его внешней характеристикой), а также падениями напряжения на вентильях и активном сопротивлении дросселя.

Важной особенностью АИР (по сравнению с АИТ и АИН) является его работоспособность в режиме короткого замыкания нагрузки. Векторная диаграмма АИР в режиме короткого замыкания приведена на рис. 8.46, где $U_L = U_C = I_n \omega L = I_n \frac{1}{\omega C}$.

Ток инвертора $I_n = U_n / R_n$ при этом ограничивается суммарным активным сопротивлением обмотки дросселя L , подводящих проводов, падением напряжения на вентильях и может оказаться чрезмерно большим.

При отключении нагрузки (режим холостого хода) работа инвертора невозможна, так как при этом прекращается формирование кривой выходного напряжения (тока). Для обеспечения работоспособности инвертора при отключении нагрузки к его выходу иногда подключается балластный резистор с небольшим потреблением мощности.

Способ компенсации реактивности нагрузки

В некоторых случаях применения АИР нагрузка обладает большой индуктивностью L_n (например, индуктор электротермической

установки). Из-за малого $\cos\varphi_H = R_H / \sqrt{(\omega L_H)^2 + R_H^2}$ возникают трудности оптимального использования тиристоров инвертора по току и напряжению для получения требуемых мощности и напряжения нагрузки. Задачу решают подключением параллельно нагрузке конденсатора $C_{\text{пар}}$ (рис. 8.47), настроенного в резонанс с L_H . Помимо указанного параллельно включенный конденсатор вызывает приближение к синусоиде кривой напряжения u_H .

Таким образом, выходная цепь инвертора оказывается составленной из двух резонансных контуров, настроенных на одну и ту же частоту $\omega = \omega_0$. Один из колебательных контуров является последовательным ($L - C$), а другой ($L_H - R_H - C_{\text{пар}}$) — параллельным. Для параллельного колебательного контура дейст-

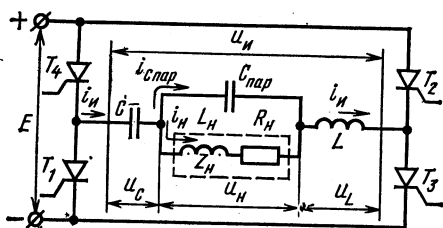


Рис. 8.47. Схема АИР с компенсирующим конденсатором, подключаемым параллельно нагрузке

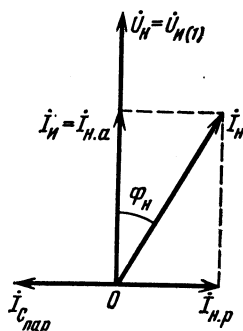


Рис. 8.48. Векторная диаграмма для схемы инвертора, приведенной на рис. 8.47

вительна векторная диаграмма, приведенная на рис. 8.48.

В последовательном колебательном контуре при резонансе напряжения $u_C = u_L$ и находятся в противофазе, в связи с чем к параллельному колебательному контуру и нагрузке прикладывается напряжение $u_H = u_{H(1)}$. В параллельном же колебательном контуре при резонансе наблюдается равенство реактивных составляющих токов $I_{C \text{ пар}} = I_{H, p}$, в связи с чем ток инвертора будет определяться активной составляющей тока нагрузки $I_H = I_{H, a} = I_H \cos\varphi_H$, а ток нагрузки

$$I_H = \frac{U_{H(1)}}{\sqrt{(\omega L_H)^2 + R_H^2}}.$$

Сравнение полученных соотношений с выражениями (8.44), (8.45) показывает, что введение компенсации позволяет уменьшить ток инвертора I_H и соответственно токи тиристоров, а питание схемы осуществить более высоким напряжением, что, в свою очередь, благоприятно сказывается на к. п. д. преобразователя. Таким образом, по достигаемому эффекту рассмотренный способ компенсации имеет аналогию с использованием понижающего трансформатора для питания низкоомных нагрузок переменного тока.

В рассмотренной ранее схеме АИР условия для запирания проводивших тиристоров создаются на этапах токовых пауз в кривой $i_H(t)$. С увеличением частоты относительная продолжительность токовых пауз возрастает и они занимают значительную часть периода кривой $i_H(t)$. С ростом частоты мощность, отдаваемая в нагрузку, уменьшается, а форма кривой $i_H(t)$ существенно отличается от синусоиды.

Для улучшения показателей инвертора при переходе в область повышенных частот (от 2—3 до 5—10 кГц) исходную схему инвертора (см. рис. 8.40) дополняют обратными диодами. Схема АИР с обратными диодами приведена на рис. 8.49. Дроссель L , как и в схеме рис. 8.47, вводят при малой величине L_H (когда конденсатор $C_{пар}$ может отсутствовать) или при большой величине L_H , когда компенсирующий конденсатор $C_{пар}$ используется.

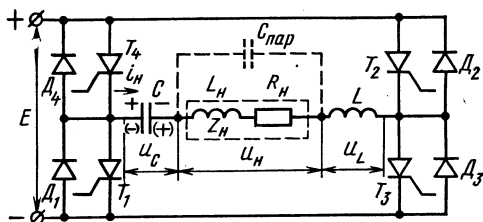


Рис. 8.49. Схема АИР с обратными диодами

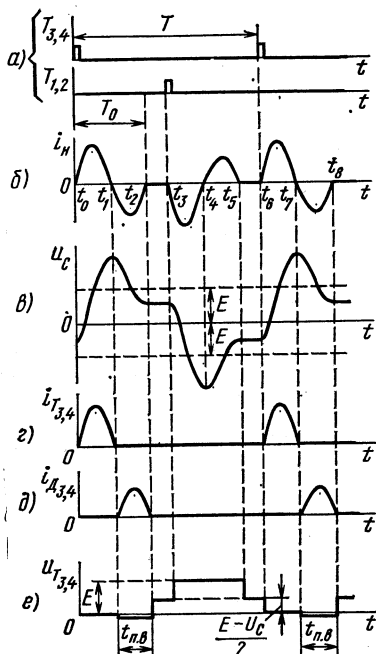


Рис. 8.50. Временные диаграммы, иллюстрирующие процессы в схеме рис. 8.49 в режиме прерывистого тока нагрузки

Особенность процессов, протекающих в схеме, заключается в том, что каждый такт отпираания накрест расположенных тиристоров сопровождается формированием двух полувольт кривой тока нагрузки. Первая полуволна обуславливается колебательным характером процесса перезаряда конденсатора от источника питания через открытые тиристоры, а вторая — процессом обратного перезаряда конденсатора через шунтирующие их обратные диоды. За время формирования второй полуволны тока нагрузки создаются условия для восстановления запирающих свойств проводивших тиристоров: к тиристорам прикладывается обратное напряжение, равное падению напряжения на обратных диодах от протекания через них тока перезаряжающегося конденсатора (тока нагрузки).

В инверторе возможны два режима работы: прерывистого тока нагрузки и непрерывного тока. Режиму прерывистого тока отвечает соотношение частот $\omega_0 > 2\omega$, где $\omega_0 = 2\pi/T_0$ — собственная резонансная частота выходной цепи, а $\omega = 2\pi/T$ — выходная частота инвертора. Временные диаграммы, характеризующие процессы в инверторе в режиме прерывистого тока нагрузки, приведены на рис. 8.50.

С отпиранием в момент времени t_0 тиристоров T_3, T_4 (рис. 8.49, 8.50, а, б) создается контур колебательного перезаряда конденсатора C в цепи с источником питания, нагрузкой Z_n и дросселем L . В этой цепи на интервале t_0-t_1 формируется полуволна тока i_n (рис. 8.50, б). К моменту времени t_1 ток i_n и токи тиристоров T_3, T_4 (рис. 8.50, а) уменьшаются до нуля. За счет наличия в цепи перезаряда источника питания напряжение на конденсаторе в момент времени t_1 (рис. 8.50, в) превышает напряжение E (полярность напряжения на конденсаторе указана на рис. 8.49 без скобок). Вследствие этого с момента времени t_1 наступает второй полупериод колебательного (обратного) перезаряда конденсатора по цепи с диодами D_3, D_4 . Процесс продолжается на интервале t_1-t_2 (рис. 8.50, б), в течение которого энергия, накопленная в конденсаторе, отдается в цепь источника питания и нагрузки. К тиристорам T_3, T_4 (рис. 8.50, а) прикладывается обратное напряжение, равное падению напряжения на диодах D_3, D_4 ($0,8-1,2$ В) от протекания через них тока нагрузки (рис. 8.50, д). К моменту времени t_2 ток i_n уменьшается до нуля, диоды D_3, D_4 запираются. Напряжение на конденсаторе снижается до уровня $u_c < E$ (рис. 8.50, в) и остается неизменным до отпирания очередной пары тиристоров. На интервале t_2-t_3 ток $i_n = 0$ (рис. 8.50, б) и к тиристорам T_3, T_4 прикладывается напряжение в прямом направлении, равное полуразности напряжений источника питания и конденсатора (рис. 8.50, е).

В момент времени t_3 отпираются тиристоры T_1 и T_2 и происходят аналогичные процессы перезаряда конденсатора: на интервале t_3-t_4 — с проводящими тиристорами T_1 и T_2 , на интервале t_4-t_5 — с проводящими диодами D_1 и D_2 . При этом к тиристорам T_3, T_4 прикладывается в прямом направлении напряжение E . В последующем процессы в схеме повторяются.

Временные диаграммы, характеризующие процессы в инверторе в режиме непрерывного тока

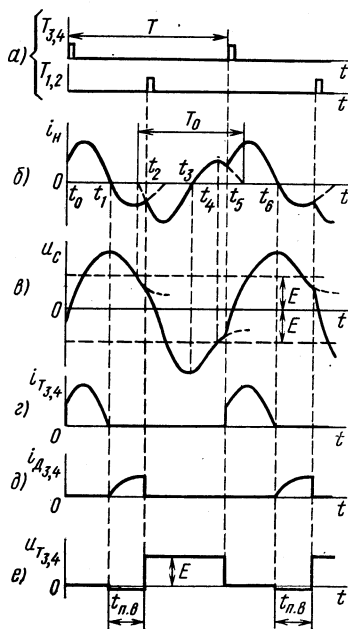


Рис. 8.51. Временные диаграммы, иллюстрирующие процессы в схеме рис. 8.49 в режиме непрерывного тока нагрузки

нагрузки, приведены на рис. 8.51, а—е. Режиму непрерывного тока соответствует соотношение собственной резонансной частоты выходной цепи и частоты следования управляющих импульсов, при котором $\omega_0 < 2\omega$ или $T_0 > T/2$. Очередное отпирание тиристоров осуществляется здесь до завершения перезаряда конденсатора в цепи с обратными диодами, в связи с чем кривые тока нагрузки и напряжения на конденсаторе приближаются по форме к синусоиде (рис. 8.51, а—в). Необходимые условия для запираания тиристоров по окончании их интервала проводимости создаются в процессе формирования кривой тока нагрузки, когда проводят ток обратные диоды (рис. 8.51, б, д, е).

Благодаря близкой к синусоиде форме кривой тока $i_n(t)$, а также лучшему использованию тиристоров по току режим непрерывного тока нагрузки нашел преимущественное применение на практике.

§ 8.10. АИР С УДВОЕНИЕМ ЧАСТОТЫ

Ограничение в использовании резонансных инверторов по частоте обусловлено увеличением мощности потерь в тиристорах при их переключениях, а также конечным временем выключения тиристоров. Одним из эффективных путей повышения рабочей частоты является работа инвертора в режиме, при котором частоте f_1 переключения тиристоров соответствует частота $f = 2f_1$ тока нагрузки. Такой режим работы характерен для АИР с удвоением частоты.

Схема инвертора с удвоением частоты приведена на рис. 8.52, а. В нее входит инверторный мост на тиристорах $T_1—T_4$ и диодах $D_1—D_4$ с конденсатором C и дросселем L , включенными в диагонали моста. Активно-индуктивная нагрузка Z_n подключена параллельно другой диагонали инверторного моста через разделительный конденсатор C_p . Ёмкости конденсаторов C и C_p равны (хотя иногда принимают $C > C_p$). В цепи постоянного тока инвертора расположен сглаживающий дроссель L_d , индуктивность которого превышает индук-

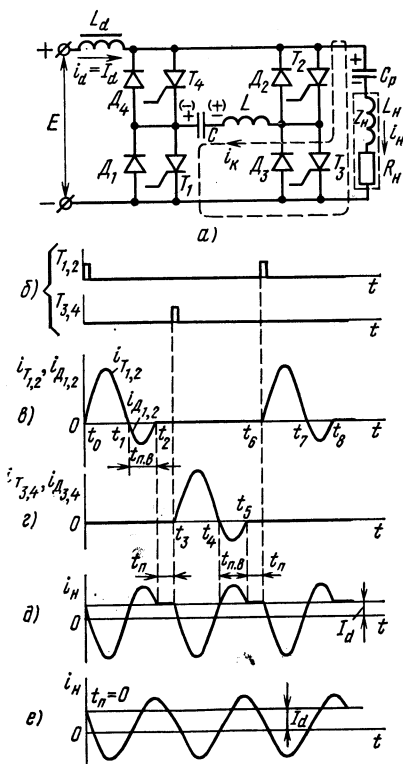


Рис. 8.52. Схема АИР с удвоением частоты (а) и его временные диаграммы (б—е)

тивности L и L_n . Процессы в схеме поясняют временные диаграммы, приведенные на рис. 8.52, б—д.

Работа схемы основана на поочередном отпирании накрест лежащих тиристоров T_1 , T_2 и T_3 , T_4 (рис. 8.52, б) и подключении ими конденсатора C и дросселя L параллельно выходной цепи инвертора. Ток в нагрузке i_n (рис. 8.52, д) представляет собой разность тока источника питания ($i_d = I_d$) и тока перезаряда конденсаторов C и C_p в контуре с открытыми тиристорами инвертора. Так, с момента времени t_0 формирование полуволны тока i_n связано с колебательным процессом перезаряда конденсаторов C_p и C в цепи с дросселем L , нагрузкой Z_n при открытых тиристорах T_1 и T_2 (контур перезаряда показан на рис. 8.52, а пунктиром). Полярность напряжения на конденсаторе C перед перезарядом указана на схеме без скобок. Процесс перезаряда протекает в два этапа. На первом этапе (интервал $t_0 - t_1$) он сопровождается протеканием тока колебательного контура i_k через тиристоры T_1 , T_2 (рис. 8.52, в), на втором, после изменения направления тока i_k , — через шунтирующие их диоды D_1 , D_2 . Ввиду отдачи энергии конденсаторов в цепь нагрузки процесс перезаряда носит затухающий характер. Этим объясняется уменьшение амплитуды тока i_k на этапе его протекания через обратные диоды. На интервале $t_1 - t_2$ создаются условия, необходимые для запираания ранее проводивших тиристоров T_1 , T_2 . К ним прикладывается обратное напряжение, равное падению напряжения на диодах D_1 , D_2 . На интервале $t_2 - t_3$ (рис. 8.52, в) тиристоры инвертора заперты. Ток нагрузки на этом интервале определяется током $i_d = I_d$ заряда конденсатора C_p (рис. 8.52, д).

С момента времени t_3 формирование очередной полуволны тока i_n обусловлено отпиранием тиристоров T_3 , T_4 и связано с аналогичным процессом перезаряда конденсаторов C и C_p . Полярность напряжения на конденсаторе C перед перезарядом указана на рис. 8.52, а в скобках. В дальнейшем процессы в схеме повторяются.

Рассмотренный режим работы инвертора характеризуется наличием интервалов паузы t_n (рис. 8.52, д) в токе i_n контура $C-L$.

Для приближения к синусоиде кривой тока $i_n(t)$ элементы контура выбирают с таким расчетом, чтобы $t_n = 0$ (рис. 8.52, е). Указанному отвечает соотношение частот $f = 2f_0$, где

$$f_0 = \frac{2\pi}{\sqrt{(L_n + L) \frac{CC_p}{C + C_p}}}.$$

Существенной особенностью рассмотренной схемы является ее работоспособность в режиме короткого замыкания в выходной цепи, а при наличии дополнительного балластного резистора — и в режиме холостого хода.