

ДОНСКОЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ  
УПРАВЛЕНИЕ ДИСТАНЦИОННОГО ОБУЧЕНИЯ И ПОВЫШЕНИЯ  
КВАЛИФИКАЦИИ

Кафедра «Робототехника и мехатроника»

## **Учебное пособие**

по дисциплине

«Электронные устройства мехатронных и  
робототехнических систем»

# **«Электронные устройства мехатронных и робототехнических систем»**

Автор

Карнаухов Н.Ф.

Ростов-на-Дону, 2017

## Аннотация

Учебное пособие предназначено для подготовки бакалавров (по направлению: 15.03.06 Мехатроника и робототехника) и магистров (по направлению: 15.04.06 Мехатроника и робототехника), а также может быть полезно инженерам смежных профессий и специалистам по обслуживанию ЭУ мехатронных систем металлообработки и автоматизированного оборудования роботизированных технологических комплексов.

## Автор



к.т.н, профессор кафедры  
«Робототехника и  
мехатроника»  
Карнаухов Н.Ф.





## Оглавление

Предисловие .....	6
Введение .....	8
Глава 1. Электронные устройства и особенности их применения в мехатронных системах.....	9
1.1.Развитие электронных устройств и влияние их на современные технологии создания мехатронных систем.....	9
1.2.Электронные узлы мехатронной системы на базе частотно-управляемого электропривода .....	12
1.3.Структура мехатронной системы с компьютерным управлением .....	16
1.4.Обобщенная модель электронного устройства мехатронной системы.....	19
1.5.Особенности проектирования электронных узлов электромеханического модуля МС.....	31
Глава 2. Элементная база и типовые электронные узлы систем управления.....	36
2.1.Основные виды диодов и технологии их производства .....	37
2.2.Туннельный и обращенный диоды. Варикапы. ....	45
2.3.Технические характеристики излучающих диодов ....	50
2.4.Оптоэлектронные полупроводниковые приборы микроэлектроники.....	53
2.5.Транзисторы, их характеристики и особенности включения .....	67
2.6.Применение полевых транзисторов в ключевых устройствах.....	93
2.7.Тиристоры, принцип работы, характеристики и основные параметры.....	101
2.8. Перспективные направления развития и применения СПП.....	115
Глава 3. Электронные устройства энергетического канала и систем управления .....	121
3.1.Функциональные задачи электронных устройств управления мехатронными системами .....	121
3.2.Классификация и особенности построения систем	

управления .....	125
3.3.Электронные узлы в структуре цифровой одноконтурной системы управления электропривода .....	129
3.4.Энергетическая и функциональная составляющие систем управления.....	132
3.5.Особенности работы электронных устройств в системах управления электроприводами МС.....	134
3.6.Обеспечение тепловых режимов электронных модулей МС.....	139
Глава 4. Функциональные микроэлектронные устройства систем управления.....	159
4.1.Функциональные элементы интегральных микросхем .....	159
4.2.Операционные усилители .....	172
4.3.Электронные компоненты систем управления с оптической передачей информации.....	189
4.4.Аналого-цифровые и цифроаналоговые преобразователи систем управления .....	207
4.5.Устройства контроля регулируемых параметров МС .....	219
Глава 5. Особенности построения силовых электронных устройств МС.....	227
5.1.Силовые электронные исполнительные устройства	227
5.2.Электронные узлы принудительной коммутации и устройства формирования импульсов управления ключевыми элементами .....	232
5.3.Импульсные преобразователи постоянного напряжения .....	240
5.4.Выпрямительные электронные устройства.....	252
5.5.Инверторные электронные устройства МС.....	261
Глава 6. Применение электронных устройств в схемах управления мехатронными системами.....	281
6.1.Цифровое управление тиристорным электроприводом .....	282
6.2.Транзисторные преобразователи частоты (ПЧ).....	288
6.3.Электропривод МС с широтно-импульсным преобразователем.....	294
6.4.Электронное устройство рекламного щита с перемещающейся информацией .....	298



6.5.Импульсные источники питания в системах управления и особенности их построения.....	303
6.6.Организация линий связи при управлении технологическими мехатронными модулями .....	311
Заключение.....	326
Список используемых сокращений .....	327
Библиографический список .....	332

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Повышенные требования к техническим характеристикам мехатронных и робототехнических систем (М и РТС) могут быть реализованы с применением современных электронных устройств (ЭУ), новых схмотехнических и модульных решений преобразователей электроэнергии, базирующихся на последних достижениях в области силовой и слаботочной электроники, электромашиностроения. Безусловно, уровень обеспечения желаемых технических характеристик ЭУ и преобразователей электроэнергии зависит от ряда факторов: соответствия (по параметрам) примененных в электронных блоках, модулях СПП и устройств микроэлектроники проектным решениям, степени выполнения требований, рекомендаций нормативно-технической документации на изготовление ЭУ. Особую значимость в успешном результате производства ЭУ приобретает автоматизация технологических процессов сборки электросистем и электронных модулей (ЭМ), окончательная доработка алгоритмов и программ управления режимами работы ЭУ по обеспечению заданных выходных характеристик ЭМ и мехатронных модулей МС. Естественно, для проектирования и эксплуатации ЭУ М и РТС с повышенными техническими характеристиками нужны квалифицированные специалисты, способные проводить исследования МС целевого назначения, находить способы решения возникающих задач и приобретать навыки своевременного устранения появившихся проблем в процессе эксплуатации электронного оборудования М и РТС.

Необходимость подготовки высокопрофессиональных специалистов по разработке, производству и эксплуатации ЭУ МС является сегодня важнейшей задачей ВУЗов РФ, что возможно при успешном изучении «спецдисциплин» бакалаврами и магистрами (по направлению: 15.03.06 Мехатроника и робототехника) и магистров (по направлению: 15.04.06 Мехатроника и робототехника). Для достижения упомянутой цели в учебном пособии в доступной форме:

- представлены основные положения и взаимосвязи (взаимодействия) электронных устройств (ЭУ), блоков М и РТС (на базе, например, частотно-управляемого электропривода), приведена обобщенная структура - модель ЭУ М и РТС;

- описаны: физические основы работы силовых полупроводниковых приборов (СПП) и устройств микроэлектроники, приведены вольтамперные характеристики (ВАХ) и некоторые параметры ряда микроэлектронных устройств и полупроводниковых приборов;

- рассмотрены некоторые функциональные узлы микроэлектроники, включая АЦП и ЦАП, и особенности их применения в корректорах коэффициента мощности (ККМ) источников оперативного питания (ИОП), в различных датчиках М и РТС;

- приведены возможные схемотехнические решения по применению ЭУ в М и РТС, а также и в других сферах деятельности человека.

Краткое изложение материала выполнено в соответствии с рабочей программой по дисциплине «ЭУ М и РТС» с указанием ссылок на учебную и научную литературу, что крайне необходимо студенту (читателю) при углубленной проработке конкретных разделов учебного пособия. Автор надеется, что учебное пособие заинтересует также инженерно-технических работников и специалистов, обслуживающих производственное оборудование с применением ЭУ: станочные системы с ЧПУ, роботизированные технологические комплексы (РТК) и системы (РТС) металлообработки.

Работая над учебным пособием и зная трудности в представлении сложного материала в упрощенном виде, автор стремился сделать издание понятным и полезным для разных категорий читателей, желающих научиться самостоятельно и квалифицированно решать умеренно сложные, но практически важные задачи. Насколько обоснованы надежды и пожелания автора – судить читателю.

Автор благодарит сотрудников кафедры «Робототехника и мехатроника» ФГБОУ ВО «Донской государственной технической университет» (ДГТУ) за ценные советы по подборке, компоновке и корректировке учебного пособия.

## ВВЕДЕНИЕ

Электронные устройства (ЭУ) являются важнейшими составляющими современных мехатронных и робототехнических систем (М и РТС), а в конкретной совокупности с электромеханическими преобразователями, исполнительными механизмами (ИМ) позволяют обеспечить работу всех механизмов (контролирующих, управляющих и т.д.) МС, входящих, например, в роботизированный технологический комплекс (РТК). При этом согласование движений во времени (синхронизация), перемещений исполнительных органов (ИО) в автоматическом цикле работы МС осуществляется системой управления (СУ). Известно, что в основу работы СУ заложены электромагнитные явления, обеспечивающие формирование, передачу, прием, хранение и переработку информации. Указанные процессы реализуются посредством специальных микроэлектронных устройств (электронных блоков и узлов), работающих программно и по определенным алгоритмам. Такие микроэлектронные устройства создаются на базе современных интегральных схем (СИС) с конкретными параметрами и характеристиками. Множество таких СИС, определенным образом соединенных друг с другом в печатной плате (электронном модуле) и образующих конкретную целостность для выполнения заданной функции, часто называют системой, которую можно представить структурой, где хорошо просматривается взаимодействие включенных СИС и других радиокомпонентов. Современная силовая и слаботочная электроника позволяют обеспечить построение любых СУ МС (РТС, РТК), неизменными составляющими которых являются автоматические системы электромеханического преобразования энергии с компьютерным управлением. Создавать такие системы можно, если располагать современной элементной базой на основе достижений силовой электроники и микроэлектроники, информатики и электромеханики. Для повышения электромагнитной совместимости и надежности функционирования ЭУ МС (РТС, РТК) в настоящее время широко применяют последние достижения в области оптоэлектроники и оптоэлектронных технологий.

## **ГЛАВА 1. ЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА И ОСОБЕННОСТИ ИХ ПРИМЕНЕНИЯ В МЕХАТРОННЫХ СИСТЕМАХ**

### **1.1. Развитие электронных устройств и влияние их на современные технологии создания мехатронных систем**

В настоящее время существует понятие «мехатроника» - область науки о механических, энергетических и информационных процессах и их системном взаимодействии в машинах с компьютерным управлением, обеспечивающим формирование новых свойств машины и улучшенные качества исполнительных движений. В «мехатронике» используются такие современные технологии, как [1, 2]:

- технологии разработки, изготовления малых микросхем (МИС), больших интегральных схем (БИС), сверх больших интегральных схем (СБИС), микропроцессоров, микроЭВМ и специализированных контроллеров в интегральном исполнении;
- технологии информационных систем (получение информации, ее преобразование и обработка, ввод в процессорные устройства, цифровая обработка и передача информации без потерь и т.д.);
- технологии моделирования, как метод создания и исследования, отладки предполагаемых режимов работы мехатронной системы (МС).

В общем случае можно отметить, что «мехатроника» - системный комплекс средств и принципов механики, электроники и информатики, синтез передовых технологий и технических решений, широко используемых для достижения конкретных целей при создании современных машин общепромышленного и специального назначения. Передача интеллектуальных функций человека машинным системам - прогрессирующая тенденция, обусловленная успешным развитием технико-технологических основ, достаточно развитыми программно - аппаратными возможностями и последними достижениями в вычислительной технике. Поэтому при изучении данного раздела удобно мехатронную систему (МС) представить, как множество механических, электронных и электромеханических, процессорных компонентов, взаимодействующих в определенной связи друг с другом, а также образующих определенную целостность, единство. В тоже время, законченное изде-

лие (предмет), представляющий собой машину с компьютерным управлением, самостоятельно функционирующую в соответствии с целевым назначением, называют мехатронным объектом (МО). В свою очередь, МО может содержать несколько мехатронных модулей (ММ). Мехатронный модуль - мехатронное устройство, состоящее из интегрированного сочетания нескольких элементов, оформленное конструктивно как самостоятельное изделие и выполняющее конкретную функцию в различных мехатронных объектах (МО). например, электромеханический модуль (ЭММ) - электропривод (ЭП) звена подвижности станочной системы (суппорта) или захватного устройства (ЗУ) промышленного робота (ПР) [3]. Реализация такой структуры, например, ЭП ПР обязательно содержит энергетический (силовой) канал (ЭК) преобразования электроэнергии и информационный канал (ИК), осуществляющий преобразование информации в соответствии с разработанными алгоритмами по обеспечению режимов работы ЭП, а также контроль и диагностику состояния элементов как ЭК, так и ИК.

Таким образом, выделенные в рассматриваемой структуре ЭП два основных взаимодействующих канала – силовой (энергетический), выполняющий передачу и преобразование электрической энергии в механическую, и информационный, управляющий преобразованием энергии по заданному алгоритму или целесообразному закону по результатам сбора и обработки информации, условно определяют визуальную конструкцию обобщенной структуры управляемого ЭП (исполнительного уровня) МС, приведенную на рис. 1.1. Свойства такого электромеханического модуля (ЭММ) определяются взаимосвязанными характеристиками элементов, образующих его подсистемы (механическую, электрическую и магнитную). В результате ЭММ приходится рассматривать как сложную динамическую систему, в которой происходят взаимосвязанные энергетические и информационные процессы. Поэтому эффективность проектирования такого модуля или системы во многом зависит от принятых методик [1, 2, 3], хорошо разработанных в теории систем автоматического управления [4, 5], позволяющие оценивать устойчивость работы ММ, находить показатели качества и характеристики точности функционирования ЭП МС.

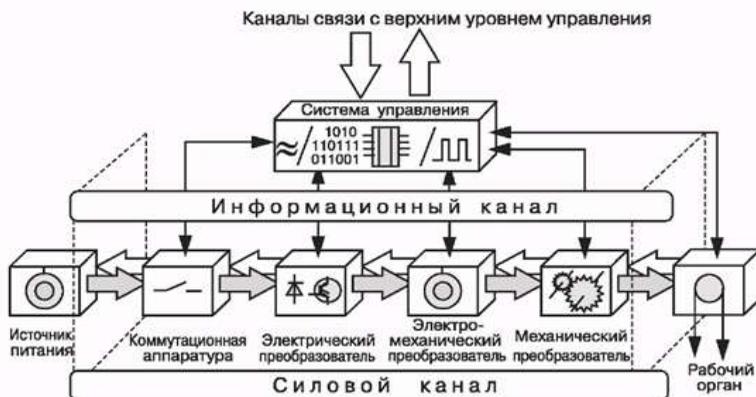


Рис. 1.1. Обобщенная структура управляемого электропривода МС

В модуле (рис. 1.1) источник питания (ИП) представляет собой систему электроснабжения (СЭС), обеспечивающую производство, распределение и передачу электрической энергии необходимого количества и заданного качества для функционирования ЭММ. Система электроснабжения может быть выполнена на постоянном, переменном или комбинированном токе, все переключения в которой обычно осуществляются контактной или бесконтактной коммутационной аппаратурой. Независимо от используемого рода тока СЭС включает в себя следующие исходные элементы: непосредственно источник электроэнергии, регулирующие и согласующие устройства, аккумуляторные батареи или другие альтернативные источники. Выбор ИП осуществляется в зависимости от назначения, проектируемого ЭММ, решаемых задач в технологическом процессе автоматизированного производства, технико-экономического обоснования целесообразности использованию этого вида ИП на стадии технического предложения при проектировании ЭММ [6, 7, 8]. В качестве управляемых ключей для построения схем «электрических преобразователей»: управляемых (тиристорных) выпрямителей (УТВ), автономных инверторов напряжения (АИН) или тока (АИТ), импульсных преобразователей (ИМП) [9, 10], а также специальных коммутаторов тока в обмотках двигателей используются силовые полупроводниковые приборы (СПП - биполярные и полевые транзисторы, транзисторы с изолированным затвором, тиристоры), характерные параметры которых определяются расчетной мощностью исполнительного двигателя (ИД). Для ЭММ с двигателями малой и средней мощности (от единиц микроватт до нескольких десятков киловатт) в качестве управляемых ключей преимущественно используют

транзисторы, а для ИД мощностью до 2000 кВт - тиристоры. Основными характеристиками электрических преобразователей являются коэффициенты полезного действия (КПД) и преобразования мощности. Особую значимость при проектировании электрического преобразователя имеет схемотехническое решение, позволяющее обеспечить усиление входных и широкий диапазон регулирования выходных параметров, достаточную электромагнитную совместимость электронных узлов, малые габариты и массу преобразовательного узла. Электромеханический преобразователь (ЭМП или исполнительный двигатель ИД) должен развивать движущие усилия: движущий момент или механическое усилие, передаваемое механическому преобразователю (исполнительному механизму ИМ), выполнять функции исполнительного устройства (ИУ) по перемещению рабочего органа (РО) в соответствии с заданным законом управления. В настоящее время в качестве электромеханического преобразователя широко применяют коллекторные и бесконтактные двигатели постоянного тока, двух- и трехфазные асинхронные двигатели (АД), синхронные двигатели с постоянными магнитами, реактивные и гистерезисные, синхронные шаговые двигатели, различные модификации линейных двигателей постоянного и переменного тока [8], включая пьезоэлектрические двигатели и др. В оборудовании автоматизированных производств часто используют также электромагнитные ИУ (ЭИУ): электромагнитные муфты и различные преобразователи, ходовые электромагниты [1, 2].

При проектировании электроприводных систем целевого назначения с применением другой элементной базы и принципа управления, а также в зависимости от требований к проектируемому модулю движения и решаемых МС задач в качестве ЭМП могут быть использованы и другие электрические машины с необходимыми характеристиками. Сегодня ЭП имеют достаточно развитую электронную элементную базу [9] как энергетического, так и информационного каналов, определяющих в совокупности технические характеристики и возможности МС.

## **1.2. Электронные узлы мехатронной системы на базе частотно-управляемого электропривода**

Современные системы управления ЭП МС наделяются определенными защитными функциями силовых элементов энергетического канала (ЭК), а также электронных устройств ИК при возник-

новении нештатных ситуаций: перенапряжений, перегрузок или токов короткого замыкания (к.з.) в силовой электрической схеме и схеме управления [10, 11]. Установленные датчики контроля физических величин, аппаратно-программные устройства объединены информационным каналом (ИК), выполняющим конкретные задачи по переработке информации и формированию сигналов управления. На ИК также возложены некоторые важнейшие функции управления ЭП в целом, например:

- сбора, преобразования и обработки информации, снимаемой с датчиков, устройств защиты и регуляторов;
- управления потоком энергии;
- ведения мониторинга системы (тестирование системы, выявление неисправностей, формирование сведений о состоянии системы в целом);
- взаимодействия с системой управления верхнего уровня и оператором.

Хорошими энергетическими показателями, регулировочными и механическими характеристиками располагает, например, частотно - управляемый асинхронный электропривод (ЧУЭП), структура которого построена на основе преобразователя частоты ПЧ (или автономного инвертора напряжения АИН с промежуточным звеном постоянного тока) и трехфазного короткозамкнутого асинхронного двигателя (АД) [12]. Ниже приведена обобщенная функциональная схема такого ЧУЭП (рис. 1.2), регулирование частоты вращения вала АД которой обеспечивается по закону широтно-импульсной модуляции (ШИМ).

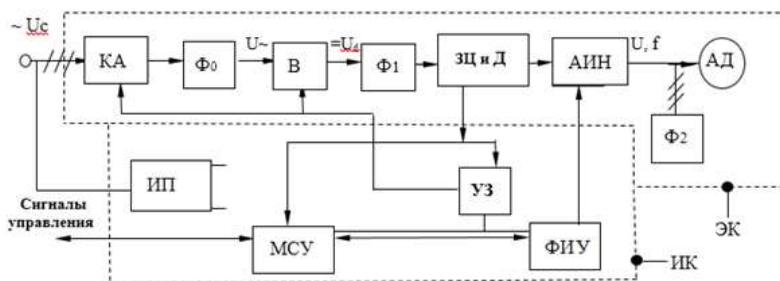


Рис. 1.2. Функциональная схема частотно - управляемого электропривода

Основными составляющими схемы являются энергетический канал (ЭК) и информационный канал (ИК) управления, выделенные пунктирными линиями. К основным силовым элементам энергетического канала следует отнести: КА – силовые коммутационные аппараты, выполняющие функцию подключения электропри-

вода к промышленной сети, подготовки системы управления (СУ) к работе, а также аварийного отключения;  $\Phi_0$  – сетевой фильтр, снижающий гармоники в сети питания переменного входного напряжения; В – силовой выпрямитель, преобразующий переменное сетевое напряжение в постоянное, подаваемое на автономный инвертор напряжения (АИН); АИН – трёхфазный мостовой автономный инвертор напряжения с ШИМ, осуществляющий преобразование постоянного напряжения в регулируемое переменное напряжение необходимого уровня и частоты;  $\Phi_1$  – фильтр силовой, осуществляющий сглаживание пульсаций напряжения в звене постоянного тока преобразователя; ЗЦ и Д – силовая часть узлов защитных цепей и датчиков (тока и напряжения), обеспечивающая развязку цепей высокого напряжения (силовых элементов преобразователя и электронных узлов ЭП) и низковольтной аппаратуры СУ;  $\Phi_2$  – выходной фильтр, улучшающий качество выходного напряжения АИН; АД – короткозамкнутый асинхронный двигатель.

Система управления ЭП включает в себя ряд электронных устройств: ИП – источник питания (многоканальный) устройств управления, регулирования и защиты, подключенный к электрической сети трехфазного переменного напряжения  $U_c = 380$  В, частота 50 Гц; МСУ – микропроцессорная система управления (микроконтроллер) с устройством сопряжения, осуществляющий формирование управляющих сигналов АИН по закону ШИМ, а также управление аппаратом (КА) в функции входных сигналов информационного канала; ФИУ – формирователь импульсов управления транзисторами ШИМ с блоком выходных драйверов, осуществляющий усиление сигналов и потенциальное разделение системы управления с силовой частью ЭП; УЗ – устройство защиты, обеспечивающее быстродействующее выключение транзисторов АИН и отключение преобразователя при токах короткого замыкания и перегрузки в силовой цепи, наличия перенапряжений на элементах звена постоянного тока, а также в случае появления сигналов нарушения режимов работы МС.

В настоящее время в системах управляемого ЭП находят применение многие виды преобразовательных устройств, выполненные на базе силовых полупроводниковых приборах (СПП): однофазные и многофазные выпрямители, преобразующие переменное напряжение в постоянное; различные инверторы, осуществляющие преобразование постоянного напряжения в переменное, а также непосредственные преобразователи частоты [7,10,11]. Для преобразования уровня сетевого напряжения без изменения

его частоты, потенциальной развязки [13,14] и согласования с напряжением энергетического канала электропривода широко используют силовые трансформаторы, а также различные электронные регуляторы переменного и постоянного напряжения.

Следует отметить, что деление ЭММ на подсистемы каналов (энергетического и информационного) в задачах управления ЭП является достаточно условным, поскольку степень взаимной интеграции этих подсистем при функционировании всех элементов в едином приводе достаточно велика и обусловлена прямыми и обратными связями, а также существенным взаимовлиянием названных каналов. Всё изложенное позволяет изучать, исследовать и анализировать ЭП только целиком, не разделяя на части. Обычно все электрические элементы, аппараты и устройства объединяют в несколько «разъемных» или в один сборный узел (модуль), называемый комплектным электроприводом, обобщенная структура которого приведена на рис. 1.3.

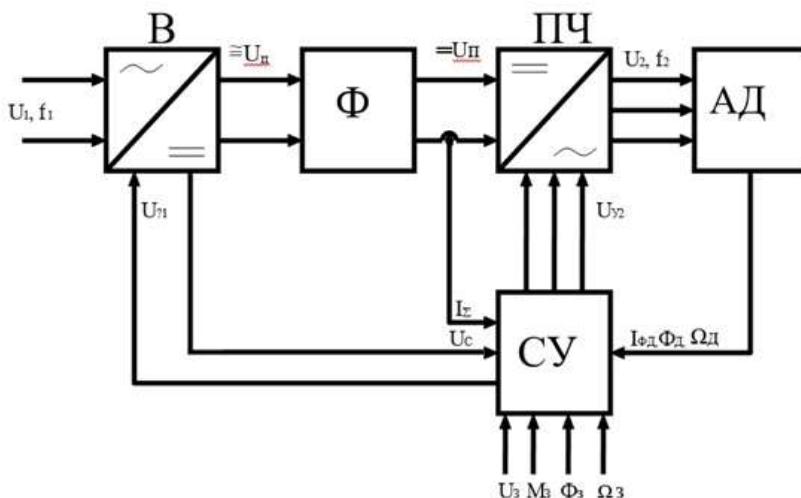


Рис. 1.3. Структура электромеханического модуля на базе АД

С целью приближения источника движения к исполнительному органу, упрощения конструкции механической части ЭП, увеличения жёсткости конструкции, улучшения динамических качеств и повышения кинематической точности промежуточных механизмов передачи движения сегодня усиливается тенденция к объединению элементов и устройств в одном «конструктиве» - электромеханическом модуле (ЭММ) МС [1, 3]. Использование модульного

принципа позволяет: широко применять современную и перспективную компонентную базу, обеспечивать высокий уровень унификации и технологичности, создавать эффективную защиту ЭММ от механических, климатических и электромагнитных влияний [15].

Успешное развитие математической теории машин переменного и постоянного тока, создание усовершенствованных силовых полупроводниковых приборов и преобразователей на их основе, использование современных средств управления, включая микропроцессорные, позволили создать сегодня высококачественные и надежные системы ЭП переменного и постоянного тока, которые и составляют основу регулируемых электроприводов МС.

### **1.3. Структура мехатронной системы с компьютерным управлением**

Современное промышленное производство характеризуется широким применением разнообразного автоматизированного оборудования, внедрением прогрессивных технологических систем, базирующихся на научных достижениях в области технологии машиностроения, силовой и слаботочной электроники, информатики, целесообразной организации совокупного процесса управления с использованием вычислительной и микропроцессорной техники. Такие сложные технические системы (ТС), в основу построения которых заложена идея «синергетического объединения» [4], обусловленная совместным действием составляющих подсистем при достижении цели управления движением машин и агрегатов (объектов управления ОУП), а также глубокой взаимосвязью механических, силовых электронных, микроэлектронных и компьютерных элементов определяются как мехатронные системы (МС) [1,15]. В основу построения современных МС, машин с компьютерным управлением положена известная обобщенная структура машины-автомата, представленная на рис. 1.4. В работах [2,16] показано, что достигнуть качественно нового уровня исполнения оборудования технологических комплексов (ТК), других ОУП на основе традиционных методов проектирования уже практически невозможно.

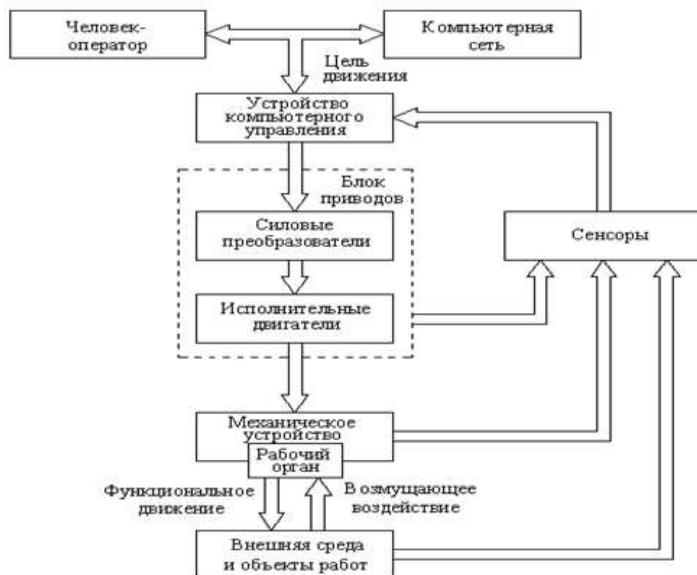


Рис. 1.4. Обобщенная схема машины с компьютерным управлением

Приемлемым методом решения проблемы являются новые тенденции мирового индустриального развития, принципиально отличающиеся технические и технологические подходы, развиваемые в соответствии с международной системой стандартов качества, в частности, сформулированных в стандарте ISO 9000. В зависимости от назначения, цели и решаемых производственных задач могут быть использованы разнообразные МС (технические системы ТС), исполнительные устройства (ИУ) которых различаются по принципу действия, конструктивному исполнению и часто используются, как предоконечные или конечные звенья системы автоматического управления средств автоматизации. Если исполнительные силовые устройства преобразуют сигнал управления в механическое перемещение рабочего органа (РО) технологического оборудования (ТОБ) или совершение какого-то силового воздействия, то устройство компьютерного управления (УКУ) решает задачи измерения, контроля и предсказуемого воздействия, т.е. управления движением механического устройства (или РО) по заданному закону (например, во времени и пространстве) с учетом влияния изменений параметров окружающей среды (ОС). Таким образом, под УКУ подразумевается электронное устройство (узел), формирующее эти воз-

жения во времени должен удовлетворять требованиям производительности, а в пространстве - требованиям точности движения РО, качества перемещения, например, инструмента при обработке поверхности изделия. Выполнение такого машинного технологического процесса предполагает согласованность движений всех передаточных и исполнительных конечных механизмов (ИКМ) машин-автоматов (МА), входящих в технологический комплекс (ТК), включая исполнительные, контролирующие и управляющие звенья. В этом случае ТК условно можно представить, как систему механизмов и устройств (модулей), в которой наблюдаются процессы передачи, преобразования и использования энергии (с контролем технологического процесса и режимов работы технологического оборудования), материала и информации, объединенных в единую структуру - мехатронную систему (МС).

Примером такой взаимосвязи функциональных модулей, объединенных энергетическими и информационными потоками соответствующих каналов управления, можно рассматривать также структурную схему (рис. 1.5) ряда технологических машин. Совокупность механизмов контроля и управления, функционирующая и определяющая изменения или отклонения от предписанного режима работы оборудования на всех стадиях технологического процесса с последующей корректировкой регулируемых текущих координат (момента, скорости, расхода вещества и др.), составляет основу системы управления (СУ) современной технологической машины [15]. Таким образом, СУ в автоматическом режиме обеспечивает необходимую согласованность движений (вращений, перемещений) всех подвижных органов МА в соответствии с заданной программой. Работоспособность и точность позиционирования РО, отдельного механизма машины, в целом МС определяются целесообразным законом управления движением. При этом передача потока энергии осуществляется через силовые элементы (модули) [3] от источника бесконечной (или малой) мощности с целью обеспечения движения механизмов и выполнения заданного технологического процесса.



Рис. 1.5. Структурная схема технологической машины

Информация о протекании процессов внутри модулей и режимах работы отдельных составляющих электротехнического, технологического оборудования, направление ее передачи на структурной схеме представлены стрелками. В общем случае информация преобразуется в аналоговый или цифровой сигнал, анализируется УКУ (устройством управления УУ) и передается для поддержания (или изменения) режимов работы ИМ посредством регулирования механических характеристик исполнительных двигателей (ИД) электромеханических модулей (ЭММ) [8], а также надлежащим выбором коэффициентов передачи передаточных (ПМ) и исполнительных механизмов (ИМ) технологической машины (ТМ).

При разработке ЭММ любого назначения основой является электрическая машина - электромеханический преобразователь, осуществляющий непосредственно преобразование электрической энергии (с некоторыми потерями) в механическую энергию движения РО и мехатронной системы в целом. Все виды преобразования электрической энергии, необходимое её дозирование для ЭММ осуществляет силовое электронное устройство (ЭУ) [17], работа которого по многим показателям определяет энергетические, технические, «надежностные» и экологические характеристики МС.

#### 1.4. Обобщенная модель электронного устройства мехатронной системы

На рис. 1.6 приведена обобщенная структура модуля электронного устройства (ЭУ) и системы управления (СУ) МС. Такое совокупное представление структуры ЭУ хорошо имитирует, прак-

тически, все известные, например, схмотехнические решения по ЭП М и РТС, разработанные по видам систем, например: тиристорный преобразователь - двигатель постоянного тока (ТП-ДПТ), широтно-импульсный преобразователь - двигатель постоянного тока (ШИП-ДПТ), автономный инвертор напряжения (или тока) - асинхронный двигатель (АИН-АД или АИТ-АД) и др. В структуре модуля приведены основные компоненты, составляющие основу энергетического (ЭК) и информационного (ИК) каналов, которые могут быть полностью (или частично) использованы при проектировании специального ЭП. Блок Д структуры ЭУ содержит датчики регулируемых и контролируемых параметров МС. Так как обычно регулируются выходные параметры, то часть датчиков ( $D_1$ ,  $D_2$ ) непосредственно входит в обратную связь канала регулирования. Сигналы датчиков (Д) поступают на регулятор РЕГ, в функции которого входит формирование закона управления элементами элементами силовой части ЭК. Блок ФИУ формирует импульсы управления необходимой формы, которые поступают непосредственно на силовые полупроводниковые приборы (СПП) комплектного импульсного преобразователя (ИМП) и другие силовые элементы ЭК. Сигналы регулятора часто являются маломощными и не отвечают требованиям к параметрам сигналов управления СПП. В этом случае соответствующее формирование и усиление сигнала в электротехнических устройствах, схемах управления ЭП МС осуществляется драйвером. Для функционирования драйверов и других слаботочных электронных устройств широко используются источники электропитания с различными выходными параметрами [18,19]. Если силовое ЭУ размещается на подвижном объекте (робокар, автопогрузчик и т.д.), то в его состав входит также система автономного электроснабжения, представляющая собой сложный комплекс различных электрических устройств, аппаратов, включая аккумуляторные батареи. Для экономии энергии система и источники электропитания ЭУ могут работать по определенной программе, поддерживая целесообразные режимы работы всего устройства или отдельных электронных узлов. В зависимости от требований и назначения источников питания последние могут иметь различные сочетания электронных узлов, выполняющих функции выпрямления, фильтрации, усиления, стабилизации, защиты, коммутации, сигнализации или комбинации приведенных функций. В структуре силового ЭУ предусматривается также блок вторичных источников питания для собственных нужд, называемых также источниками оперативного питания (ИОП). В ИОП используются различные виды преобразователей и

регуляторов, согласующих параметры входного (иногда и выходного) напряжения силовых цепей с параметрами, требуемыми для питания элементов СУ. В силовом ЭУ могут использоваться и другие источники питания (ИП), которые можно классифицировать по следующим характеристикам [20]:

1. По виду входной электроэнергии: работающие от сети переменного тока (одно- или многофазного); от сети постоянного тока; от сетей переменного и постоянного тока.

2. По выходной мощности: микромощные  $P_{\text{вых}} \leq 1$  Вт, малой мощности  $P_{\text{вых}} = 1 \dots 10$  Вт, средней мощности  $P_{\text{вых}} = 15 \dots 100$  Вт; повышенной мощности  $P_{\text{вых}} = 100 \dots 1000$  Вт; большой мощности  $P_{\text{вых}} \geq 1000$  Вт. (Для питания приемных и передающих устройств созданы специальные источники, располагающие выходной мощностью от 1 кВт до 1000 кВт).

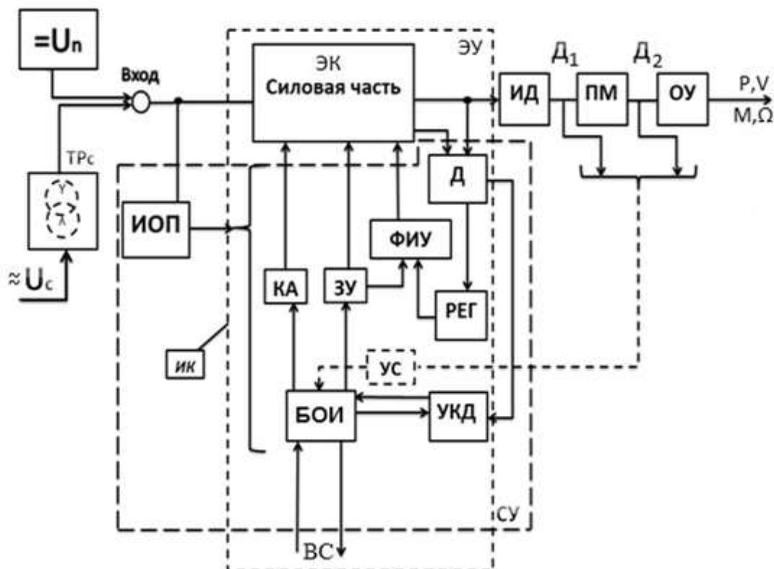


Рис. 1.6. Функциональная схема электронного устройства

3. По значению номинального выходного напряжения: низкое  $U_{\text{вых}} < 100$  В; повышенное  $U_{\text{вых}} = 100 \dots 1000$  В; высокое (высоковольтные)  $U_{\text{вых}} > 1000$  В, включая «высокопотенциальные относительно земли» для радиопередающих устройств.

4. По степени «постоянства» выходного напряжения: нестабилизирующие и стабилизирующие, а также по способу стабилизации напряжения: непрерывные и импульсные.

5. По допустимому отклонению выходного напряжения от но-

минального: низкой точности ( $> 5\%$ ); средней точности ( $1..5\%$ ); высокой точности ( $0,1...1\%$ ); прецизионные ( $< 0,1\%$ ).

6. По уровню пульсаций (переменной составляющей) выходного напряжения постоянного тока: малый уровень ( $< 0,1\%$ ); средний уровень ( $0,1 \dots 1\%$ ); большой уровень ( $> 1\%$ ).

Степень важности отдельных показателей определяется конкретным видом нагрузки и условиями эксплуатации ИП. Однако в любых эксплуатационных условиях важнейшей характеристикой ИП является надежность его работы. Она оценивается обычно временем наработки на отказ и вероятностью безотказной работы, что определяется назначением разрабатываемого ЭУ и условиями его эксплуатации.

Существуют и другие классификационные характеристики (признаки), как структурные схемы, наличие или отсутствие трансформатора на входе; тип стабилизации: параллельная или последовательная; а также способы модуляции выходного напряжения, например:

- амплитудная модуляция (АМ), когда регулирование осуществляется изменением амплитуды напряжения;
- частотная импульсная модуляция (ЧИМ), когда регулирование напряжения осуществляется изменением частоты следования импульсов напряжения;
- фазоимпульсная модуляция (ФИМ), когда регулирование напряжения осуществляется изменением его фазы;
- широтно-импульсная модуляция (ШИМ), когда регулирование  $U_{\text{вых}}$  осуществляется изменением длительности импульсов при постоянной частоте следования.

Существуют и другие способы модуляции, построенные на комбинации упомянутых способов [21]. При питании от сети переменного тока основой ИОП МС, включая РТС и РТК, являются маломощные трансформаторы с несколькими вторичными обмотками (на разные напряжения, например, трансформатор низкочастотный однофазный герметизированный ТПГ мощностью до 7.2 Вт, открытого исполнения - ТПК мощностью 13,2 Вт, подключаемые к выпрямителям с выходными LC или C- фильтрами. Для стабилизации уровней выходных напряжений маломощных выпрямителей используют параметрические (источники опорного напряжения ИОН [22] на основе стабилитронов типа TL431) и компенсационные стабилизаторы, а также транзисторные регуляторы в дискретном или интегральном исполнении. В целях улучшения массогабаритных показателей получила распространение структура ИОП с бестрансформаторным входом, где переменное

напряжение силовой цепи непосредственно поступает на выпрямитель, выходное напряжение которого преобразуется в переменное напряжение преобразователем (инвертором) повышенной частоты

(20... . 200 кГц), если используются трансформаторы типа ТМ мощностью 15...20 Вт. Затем это напряжение трансформируется, снова выпрямляется и фильтруется. Трансформация и фильтрация при повышенных частотах позволяет существенно уменьшить массу и габаритные размеры ИОП, обеспечить потенциальную развязку силовой цепи и участков низковольтной схемы управления за счет изолированных вторичных обмоток трансформатора.

При питании ИОП от силовых цепей постоянного тока постоянное напряжение также преобразуется (инвертируется) на повышенной частоте в переменное, затем трансформируется, выпрямляется и фильтруется.

Система управления силового ЭУ обычно выполняет следующие функции:

- формирование сигналов управления силовыми элементами силовой части;
- регулирование процессов преобразования в силовой части;
- включение и отключение по заданному алгоритму основных узлов силовой части;
- обмен информацией с внешней средой. Текущий контроль и диагностика устройства осуществляется блоком УКД, на вход которого поступают сигналы с датчиком контролируемых параметров.

Результаты контроля и диагностики поступают на блок обработки информации БОИ, а затем с его выхода - на защитные устройства ЗУ. Блок БОИ в общем случае может связывать ЭУ МС с внутренней сетью (ВС) управления оборудованием автоматизированных производств, а также принимать сигналы команд на включение, выключение, изменение режима работы ЭУ. Обычно эти сигналы обрабатываются или транслируются непосредственно в блок коммутационной аппаратуры КА. С другой стороны, из БОИ могут исходить контрольные сигналы о состоянии ЭУ, режиме его работы, информация о причине отключения или срабатывания защит и др.

Представленная на рис. 1.6 структура является обобщенной. Показано, что силовое ЭУ может получать энергию от автономного источника питания постоянного напряжения ( $=U_n$ ), а также от силового трансформатора (ТР<sub>с</sub>), первичная обмотка которого под-

ключена на переменное напряжение промышленной сети 0,4 кВ, частотой 50 Гц. Вторичная обмотка ТР<sub>c</sub> (с необходимым уровнем напряжения) через коммутационные аппараты (в схеме не показаны) подключается на «Вход» ЭУ. Обмен информацией между силовым ЭУ МС и другими, например, технологическими модулями производственного оборудования с ЧПУ, осуществляется через ВС промышленного предприятия в автоматическом режиме и по разработанным алгоритмам. Фактическое состояние любого электронного узла, блока (аппарата) ЭУ обычно выводится на панель управления (диспетчера) посредством срабатывания светоизлучающих диодов (СИД), сигнальных ламп, что обеспечивает необходимую информативность о работе МС или ходе производственного процесса. Однако для того, чтобы четко представить принцип действия ЭУ (узла, блока, аппарата), его функции и возможности, необходимо детально рассмотреть структуру СУ, совокупное взаимодействие (работу) её функциональных узлов. Следует отметить, что функциональная законченность электронного узла или блока не обязательно имеет отдельную конструкцию, а может быть распределена на отдельно закрепленных платах (стойках) или в виде единой (отдельной) платы, поворотного или встраиваемого модуля.

Так как силовые электронные устройства обычно выполняются на СПП, то их СУ по принципу действия являются дискретными или импульсными. Поэтому элементная база СУ часто сочетает элементы как цифровой, так и аналоговой техники, что позволяет обрабатывать непрерывные сигналы, например, тока или напряжения, в целесообразный формат. Эти сигналы затем снова могут неоднократно преобразовываться в импульсную форму, соответствующую определенным требованиям для передачи информации при выполнении программы задания в конкретной системе управления ЭУ.

#### **1.4.1. Современные требования к техническим характеристикам оперативных источников питания**

Следует отметить [7,11], требования к качеству цифрового управления приводами М и РТС постоянно повышаются, что сопряжено также с поиском новых возможностей и технических решений по обеспечению «непрерываемости» питания устройств СУ и других потребителей, с сохранением качества энергии питания вычислительных устройств и микропроцессорных систем, датчиков контролируемых величин и процессов. Особое внимание в

настоящее время уделяется обеспечению электроэнергией с повышенным коэффициентом мощности (близким к единице) и синусоидальности потребляемого сетевого тока ( $i_c$ ), а также непрерываемости питания потребителей при пропадании, например, входного напряжения промышленной сети ( $\sim U_c$ ) [ГОСТ 32144-2014, IEC 61000 -4 -30: 2008]. Известно [24], такие требования можно выполнить с использованием активного **корректора коэффициента мощности** (ККМ) в схемах устройств преобразования электроэнергии. Необходимость применения (ККМ) в устройствах преобразования электроэнергии сегодня регламентируется требованиями по электромагнитной совместимости (ГОСТ Р 51317-2000) и является обязательным при разработке импульсных преобразователей (ИМП) широкого назначения мощностью 100 Вт и более. Активные ККМ обеспечивают такое импульсное потребление тока источника, когда форма кривой, соответствующая среднему за период преобразования значению потребляемого переменного тока питающей сети ( $\sim i_c$ ) (при наличии сглаживающего входного фильтра электромагнитных помех — ФЭМП), близка к форме кривой напряжения ( $\sim U_c$ ). При совпадении форм кривых коэффициент мощности ( $K_m$ ), определяемый как отношение активной мощности к полной, в идеальном случае равен единице, т.е.:

$$K_m = \cos\varphi = P/S = P / (U_c \cdot i_c) = 1, \quad [\text{Вт/ВА}], \quad (1.1)$$

где  $P$  - мощность постоянного тока, выделяемая в резисторе  $R$ ,  $P = U_{\text{вых}} \cdot I_n$ ;  $\sim U_c$  - мгновенное напряжение сети питания;  $i_c$  - мгновенный ток сети (рис.1.7). Соотношение (1.1) справедливо при условии, что **можно пренебречь потерями в выпрямителе В и корректоре ККМ**. Снизить потери в выпрямителе В и электронном устройстве (ККМ) до минимума можно, используя современные достижения в области силовой электроники и микроэлектроники [25].

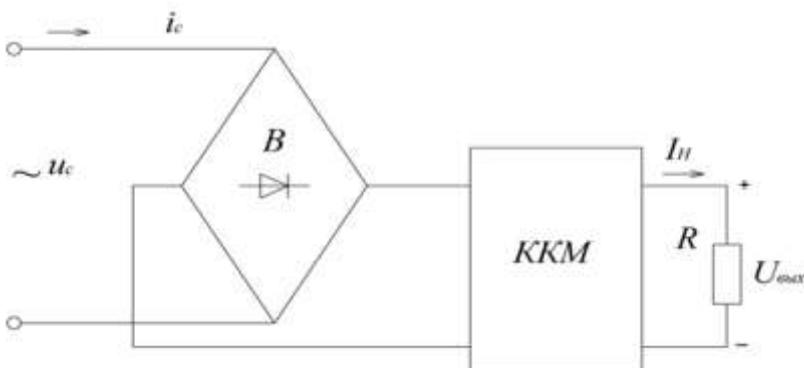


Рис. 1.7. Подключение ККМ к однофазной сети переменного тока

При значении коэффициента  $K_m \approx 0,99$  можно считать влияние потребителя на питающую сеть несущественным и приемлемым для проектирования ответственных ИМП и электронных устройств (ЭУ) М и РТС любой мощности и назначения.

В настоящее время создана широкая номенклатура специализированных микросхем, содержащих схемы управления ККМ, способных реализовать известные методы коррекции коэффициента КМ, применяемые также в схемах с повышением напряжения на выходе [26]. При отклонении соотношения (1.1) от постоянного значения обычно сопровождается фазовым смещением между  $u_c$  и  $i_c$ , что подтверждается (в выпрямителях) появлением высших гармоник в токе  $i_c$  и токе нагрузки  $I_n$ .

Из существующих методов управления  $K_m$ , которые можно реализовать с использованием приведенной схемы, следует отметить: метод «граничного» управления, метод управления по пиковому значению тока, метод управления по среднему значению тока, метод разрывных токов с использованием ШИМ [19,23]. Упомянутые методы управления  $K_m$  имеют преимущества и недостатки, обусловленные режимами работы силовых элементов ККМ [27,28]: ключевых и накопительных, с «прерывистыми или разрывными» и «непрерывными или неразрывными» токами (рис.1.8). Ниже приведены краткие теоретические обоснования предельно допустимых режимов и особенности реализации, например, метода «граничного» управления. В основу работы такого импульсного регулятора напряжения положена схема повышающего регулятора, где транзистор VT1 является активным ключевым элементом и программно управляется схемой управления (СУ). Диод VD1 выполняет задачи второго ключа и работает, когда ток дросселя  $i_L$  заряжает конденсатор  $C_1$  и обеспечивает ток

в нагрузочном сопротивлении  $R_n$  в момент закрытия транзистора  $VT_1$ . Конденсатор  $C_1$  в схеме выполняет функции фильтрации напряжения на нагрузке  $R_n$ . Регулятор напряжения работает в режиме повышения входного напряжения  $U_{вх}$ , подаваемого от выпрямителя  $B$ , поскольку напряжение сетевого питания  $\sim U_c$  может изменяться, например, от 115 до 230 В.

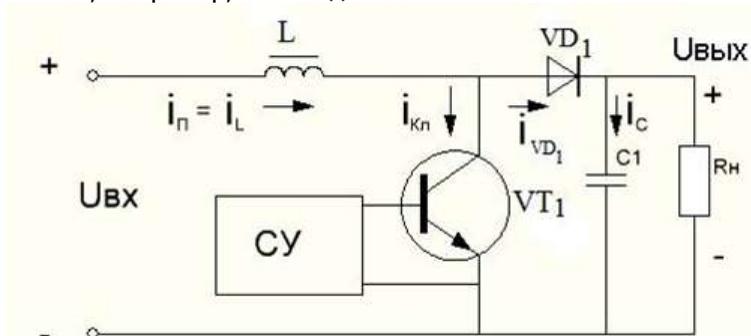


Рис. 1.8. Схема повышающего импульсного преобразователя

Следует отметить, что в зависимости от соотношений параметров  $L$ ,  $C_1$ , частоты коммутации  $f$  ключа  $VT_1$  и значения  $R_n$  регулятор может работать в режиме «непрерывных» (НТ) или «прерывистых» токов (ПТ), изменяя характерные параметры (КПД,  $\cos\phi$ ) и выходные характеристики преобразователя в целом. Рассмотрим работу схемы в режиме НТ, когда транзистор  $VT_1$  (силовой ключ) замыкается в соответствии с временной диаграммой тока (рис.1.9.) и находится в состоянии проводимости в течение интервала импульса ( $t_u$ ), что позволяет определить коэффициент заполнения импульсов  $d_3$ :

$$d_3 = t_u/T, \quad (1.2)$$

где  $T$  - период коммутации ключа,  $1/T = f$  - частота коммутации ключа. Ток, потребляемый преобразователем на входе  $i_n = i_L$ , а также совпадают их средние значения, как показано на рис. 1.9.

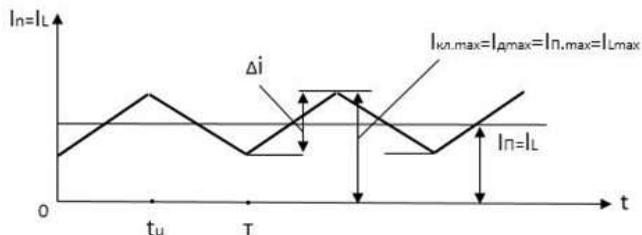


Рис.1.9. К оценке параметров тока дросселя за период коммутации тока

Для дросселя  $L$  можно записать соотношение [28]:

$$\partial i_{Lr} = u_L \partial t / L, \quad (1.3)$$

что позволяет определить приращение тока  $\Delta i_L$  за период  $T$ :

$$\Delta i_L = \frac{1}{L} \int_0^T U_L dt \quad (1.4)$$

и для периодического режима справедливо соотношение  $\Delta i_L = 0$ , следовательно, составляющая:

$$\int_0^T U_L dt = 0 \quad (1.5)$$

Выражение (1.5) означает: среднее напряжение (постоянная составляющая) на обмотке дросселя  $L$  за период  $T$  равно нулю. Ток  $I_n$ , потребляемый нагрузочным резистором  $R_n$  в схеме (рис.1.8), проходит по обмотке дросселя  $L$  и в зависимости от значения индуктивности дросселя (и частоты  $f$  коммутации ключа  $VT1$ ) ток  $I_L = I_n$  и может иметь «непрерывный» или «прерывистый» характер. В методе «граничного» управления реализуется управление на границе между режимами «непрерывного» и «прерывистого» (или, соответственно, «безразрывных» и «разрывных») токов [29, 30]. Функциональная электрическая схема реализации метода «граничного» управления представлена на рис.1.10. Входное синусоидальное напряжение ( $\sim U_c$ ) питающей сети подается на выпрямитель  $B$  через входной фильтр электромагнитных помех (ФЭМП), защищающий питающую сеть от высокочастотных помех, создаваемых ККМ. Выпрямленное напряжение через делитель с коэффициентом  $1/K_d$  подается на вход умножителя, формируя эталонное напряжение  $U_{ref}$ . Второй множитель определяется сигналом с усилителя ошибки по напряжению (УОН), служащим для предварительной стабилизации выходного напряжения. Эталонное напряжение сравнивается компаратором  $K$  с напряжением, снимаемым с датчика тока ( $D_T$ ) в цепи истока ключевого элемента  $K_k$  (в этом качестве используется MOSFET-транзистор). Сигнал с компаратора  $K$  и сигнал с датчика нулевого тока ( $D_{HT}$ ) дросселя управляют переключением триггера  $T$ , сигнал которого с выхода  $Q$  изменяет состояние ключевого элемента  $K_k$ . Рассмотрим временной цикл работы схемы, начиная с момента, когда ток в дросселе  $L$  равен нулю, а  $D_{HT}$  устанавливает в единичное состояние (по входу  $S$ ) триггер и происходит открывание ключа  $K_k$  (транзистора  $VT1$ ).

Дроссель  $L$  начинает накапливать электрическую энергию при линейном нарастании тока  $I_L$  в обмотке дросселя. Когда напряжение с датчика тока, пропорциональное току дросселя, становится

равным напряжению  $U_{ref}$ , происходит выключение ключа  $K_k$ . Энергия, запасенная в дросселе, отдается через открытый диод  $VD1$  в нагрузку  $R_n$ . При этом ток в дросселе  $L$  падает, напряжение с дополнительной вторичной обмотки дросселя  $L$  используется датчиком нулевого

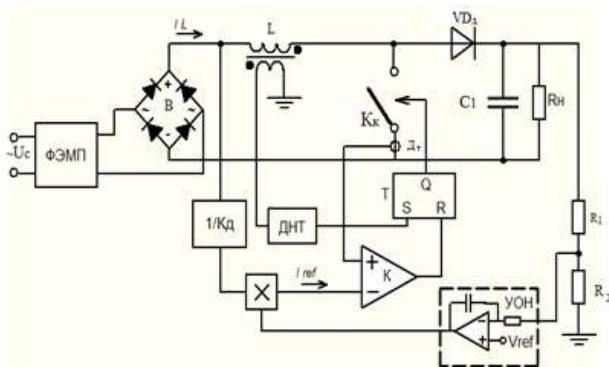


Рис. 1.10. Схема реализации метода «граничного» управления

напряжения для определения момента снижения тока дросселя  $I_L$  до нулевого значения. Зависимости тока дросселя в переходных режимах приведены на рис.1.11 и способствуют обоснованию физических процессов в силовом контуре. При достижении током  $I_L$  значения  $I_L = 0$  осуществляется открывание ключа  $K_k$ , что соответствует началу нового цикла в формировании среднего тока дросселя  $I_{Lcp}$ . На основании исследований метода [23] определены его преимущества:

- условия переключения силового диода  $VD1$  «мягкие»;
- при открывании ключа  $K_k$  имеют место малые динамические потери;
- схема управления реализуется на простейшей элементной базе.

Из недостатков работы приведенной схемы следует отметить:

- имеет место зависимость частоты переключения в течение полупериода питающего напряжения, а также от уровней входного напряжения и тока нагрузки;
- в зоне прерывистых токов (ЗПТ) возможны значительные броски тока  $I_L$  при относительно большом его среднеквадратическом значении, что вызывает увеличенные потери при выключении ключа  $K_k$  и обуславливает применение входного фильтра ФЭМП повышенной массы и габаритов.

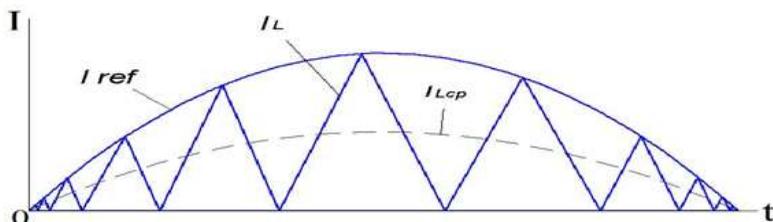


Рис. 1.11. Формирование токов в режиме «граничного» управления

В работах [18,19] показано, что метод «граничного» управления может быть реализован с применением контроллеров: TDA4817, TDA4818 (Siemens), UC1852 (Unitrode), L6560 (SGS-Thomson) и наиболее распространенных MC33261 и MC33262 фирмы Motorola. Микросхема MC33262 является самой доступной и хорошо настраиваемой при реализации ККМ. Если требуется высокая эффективность работы ККМ при большой мощности преобразования электроэнергии и на высокой частоте (сотни килогерц), удачным решением может стать микросхема FAN4822. Указанная микросхема имеет возможность гальванически развязать «силовую землю» и «управляющую землю» в СУ преобразователем, что важно при проектировании преобразователей мощностью порядка 500 Вт и выше. Из других микросхем можно отметить микросхему LT1248, когда, например, требуется обеспечить синхронизацию тактов работы ККМ с другим электронным устройством МС. Для создания ККМ с последующим ШИМ - преобразованием подойдут микросхемы (фирма «Fairchild») ML4819, ML4824 и ML4826. Отечественный аналог - микросхема K1033У6 [26]. Для исключения взаимного влияния каскадов при изготовлении ЭУ желательно разнести между собой на плате микросхему управления ККМ и микросхему ШИМ - преобразователя. Приемлемыми показателями обладает также ККМ, выполненный на микросхеме TDA 4817, позволяющий обеспечить работу выпрямительного устройства при подключении к сети изменяющегося переменного напряжения  $\sim U_c$  в диапазоне (127 ...220 В) без каких-либо дополнительных переключений. Следует отметить, что при разработке ККМ приходится сталкиваться с рядом трудностей в расчетах, изготовлении силовых элементов и подборе параметров: дросселя, цепей обратных связей (ОС), ФЭМП, а также обеспечения удовлетворительного питания для стабильной работы микросхем. В практике настройки таких ЭУ могут возникать, например, проблемы по устранению электромагнитных помех и режима са-

мовозбуждения, появление которых не исключается даже при соблюдении рекомендаций [31] по проектированию устройств силовой электроники.

### **1.5. Особенности проектирования электронных узлов электромеханического модуля МС**

Без широкого применения управляемых мехатронных систем (МС), основой которых являются регулируемые электроприводы переменного или постоянного тока, технический прогресс невозможен. В этом случае понятие «управляемые» системы следует рассматривать как совокупность некоторого числа подсистем, функционирующих по целесообразному алгоритму и с указанием связей между ними, цели функционирования [1, 7, 10, 34]. Для описания систем часто используют информационные модели, где каждый элемент (узел) системы представлен в виде блока (модуля), имеющего входной и выходной сигналы. Различают системы простые и сложные. При изучении простых систем используют физический подход к определению вещественно-энергетических свойств объекта исследования с разбивкой его на отдельные части. Закономерность поведения объекта в целом в дальнейшем реализуется путем обобщения результатов экспериментального исследования отдельных частей. Сложная система характеризуется большим числом взаимодействующих элементов и значительным числом различных видов связей. Для изучения таких систем целесообразен целостный подход к объекту исследования на всех этапах реализации процедур: представление объекта в виде системы, математическое моделирование, оценка качества системы. При проектировании электромеханического модуля (ЭММ) объект управления (ОУП) рассматривают как формальную единую модель, где ОУП представляется единым блоком, на входах и выходах которого имеют место взаимосвязи и особенности взаимодействия ОУП с внешней средой.

Однако возможны случаи формального разделения объекта управления (ОУП) и устройства управления (УУ) на отдельные модели, тогда соответствующие устройства проектируются отдельно. В настоящее время модели ОУП совершенствуются по мере расширения требований к автоматическим системам. С учетом характера взаимодействия ОУП с внешним миром различают три класса моделей [16]:

- модель системы информационно изолированной от внешнего

мира (I-класс),

- модель системы, информационно замкнутой через внешний мир, связанной с техническим внешним миром (II - класс);

- модель системы, информационно связанной с реальным внешним миром, «живущей» в естественном внешнем мире и перерабатывающей информацию, поступающую из этого мира (III - класс).

С развитием таких разделов искусственного интеллекта, как инженерия знаний, компьютерная логика и лингвистика, методы и модели обучения, методы поиска и принятия решений и др. были созданы предпосылки для создания высокоэффективных программных средств по обработке и использованию знаний при решении ряда прикладных задач. Использование достигнутого в совокупности с разрабатываемыми системами, позволяющими моделировать творческую возможность человека, позволило выделить особый класс «интеллектуальных» систем управления, сформировать основные принципы организации интеллектуальной управляющей структуры [32,34]. Для простейшего случая проектирования ЭММ МС указанные процедуры формируют методологию системного подхода, отличающуюся от методологии физических исследований: отказ от изучения целого по частям, переход к математическому моделированию из-за трудности реализации физического эксперимента, необходимость введения понятия целевой функции для оценки качества системы. Если рассматривать последовательность действий, характерную для системного подхода, в приложении к процессу проектирования ЭММ, то основная проектная процедура, выполняемая при поиске проектного решения, может быть представлена в виде: синтез – анализ – принятие решения (рис. 1.12). Под синтезом понимают процесс генерирования схмотехнических решений проектируемого ЭММ и выбор согласно значениям целевой функции, одного или нескольких наиболее предпочтительных вариантов. Окончательная оценка конкурирующих вариантов возможна на стадии анализа и только после вычисления показателей качества ЭММ, непосредственно заложенных в техническом задании на проектирование [1]. Окончательный выбор проектного варианта осуществляется проектировщиком по результатам анализа и в процессе принятия решения при выполнении основной проектной процедуры, соответствующей рис. 1.12.

Различают структурный и параметрический анализ и синтез. Сначала производится выбор структуры схмотехнического (конструктивного) варианта, решения, а затем расчет и подбор его

характерных параметров. В общем случае процесс проектирования многошаговый (многокритериальный), регламентирован соответствующей нормативно-технической документацией (НТД) и обычно начинается с формулирования технического задания (исходных данных). Основные требования, например, к проектируемому ЭММ, записываются в виде сложного функционала, отражающего важнейшие технико-экономические требования к МС [1,2,7]. Исходные данные для проектирования ЭММ нижнего (исполнительного) уровня управления формируются в результате системного анализа на более высоком уровне (тактическом,

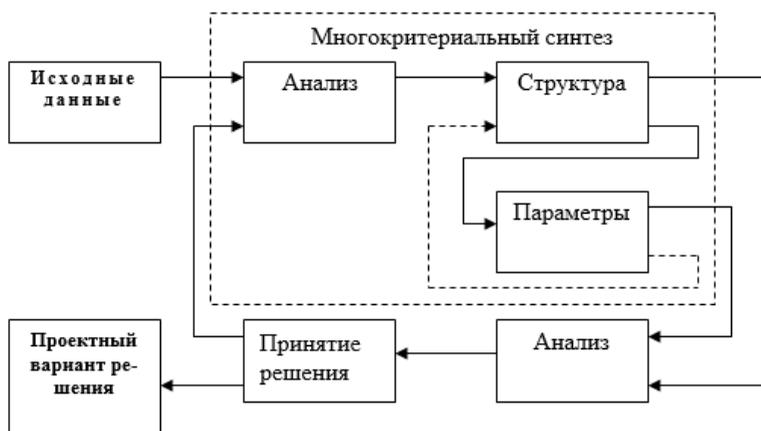


Рис. 1.12. Основная проектная процедура

стратегическом) СУ полным автоматизированным комплексом МС.

Синтез структуры системы управления ЭММ является наиболее ответственным и наименее формализованным этапом проектирования. Несмотря на многообразие возможных принципов управления, разработанных современной теорией управления (СТАУ), в настоящее время наибольшее распространение находит поиск решения с использованием принципа последовательной коррекции (принципа подчиненного регулирования) с каскадным включением регуляторов [4,7,11]. При переходе от использования аналоговой элементной базы к цифровой в системах управления, включая микропроцессорные устройства и электронные узлы сопряжения [33,34], значительно расширились функциональные возможности ЭММ, повысилась точность, надежность их работы, структурная гибкость и быстрота «перенастраиваемости». Специфика проектирования микропроцессорных систем управления ЭММ МС, включая силовые электронные устройства (ЭУ) и

другие компоненты [7,10,13], их исследование представляют собой, как правило, более сложный и трудоемкий процесс по сравнению с проектированием аналогичных систем непрерывного действия, что обусловлено квантованием сигналов в цифровых системах по времени и уровню. Комплексный подход к проектированию цифровых автоматических систем с микропроцессорным управлением ЭММ МС, выбор структуры системы управления и программного обеспечения получили уже сегодня всестороннее освещение и достаточное развитие в соответствующей литературе [1,7,13,33].

### Контрольные вопросы

1. Назовите составляющие «подсистемы» мехатронной системы?
2. В каких подсистемах МС применяются электронные устройства (ЭУ)?
3. Какие функции выполняют силовые электронные устройства МС?
4. Приведите основные функции ЭУ информационного канала?
5. Поясните необходимость применения датчиков контроля регулируемых координат МС?
6. Назовите возможные модели объекта управления (ОУ) с учетом характера взаимодействия с внешним миром?
7. Раскройте понятие «управляемая» система: простая и сложная?
8. Поясните особенности проектирования электромеханического модуля МС?
9. Приведите особенности взаимосвязи функциональных модулей МС, объединенных энергетическими и информационными потоками?
10. Виды преобразовательных ЭУ, применяемые в электроприводах МС?
11. Приведите примеры простейших преобразующих силовых ЭУ: одноступенчатых и многоступенчатых?
12. Назовите основные элементы (электронные узлы) энергетического и информационного каналов частотно-управляемого электропривода (ЧУЭП)?
13. Какие требования предъявляются к оперативным источникам питания СУ?
14. Поясните особенности работы ККМ в процессе преобразования переменного напряжения в постоянное напряжение в ОИП?

15. Как можно обеспечить повышенный  $\cos\varphi$  в сети переменного тока?
16. Поясните физическую сущность понятия «коэффициента заполнения»?
17. Назовите основные функции электромеханического преобразователя (ЭМП) ЧУЭП?
18. Поясните функциональное назначение и принципы работы основных электронных узлов обобщенной модели ЭУ.
19. Охарактеризуйте задачи системы управления (СУ) электроприводом МС?
20. Поясните основные принципы организации интеллектуальной управляющей структуры МС?

## ГЛАВА 2. ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА И ТИПОВЫЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ УЗЛЫ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

Важнейшей составляющей системы управления (СУ) мехатронным объектом (МО) является информационная подсистема, состоящая из отдельных и разнообразных электронных устройств (ЭУ) и узлов, находящихся в определенной связи друг с другом и образующих целостность, способную выполнять конкретные функции, характеризующие свойства всего МО.

Естественно, устройства информационной электроники являются основой систем управления и регулирования различными объектами, в том числе и аппаратами силовой электроники. Составляющими компонентами любого ЭУ, электронного узла могут быть полупроводниковые приборы различного назначения, интегральные микросхемы (ИМС), отдельные устройства и приборы волоконной оптики [35,36,37,38], широко применяемые в автоматизированных РТС и РТК.

Устройства современной силовой электроники (энергетическая электроника), позволяют управлять потоками электроэнергии не только в целях ее преобразования, но и распределения, организации быстродействующей защиты электрических цепей, связанные с традиционными задачами электроэнергетики. Поскольку СУ формируют режимы работы силовых полупроводниковых преобразователей, выполняющих различные преобразования электрической энергии, например, в механическую посредством электроприводов М и РТС, то эффективность таких преобразований зависит от ряда факторов. Здесь следует отметить важнейшие показатели в работе ТОб (ТМ), зависящие от свойства универсальности СУ, совершенства приборов силовой электроники, а также

от «надежностных» и параметрических характеристик, примененных СПП.

## 2.1. Основные виды диодов и технологии их производства

**Выпрямительные диоды.** Полупроводниковым диодом называют прибор с одним или несколькими  $p-n$  - переходами и двумя внешними выводами. По назначению различают следующие типы полупроводниковых диодов: выпрямительные, детекторные, смесительные, модуляторные, умножительные, универсальные. Существуют и другие классификационные признаки: по частоте (высокочастотные диоды, диоды СВЧ), для работы в импульсном режиме (импульсные); по виду вольтамперной характеристики (диоды с  $N$  - образной или  $S$  - образной характеристикой (диоды с отрицательным сопротивлением) [39]. Одним из распространенных способов получения  $p-n$  -переходов является вплавление (например, индия в германий), диффузионный метод, метод формовки и планарной технологии, метод фотолитографии. Для изготовления диодов используют германий, кремний, арсенид галлия, фосфид индия, селен и другие полупроводниковые материалы [41]. **Вольтамперная характеристика германиевого диода** при различных температурах окружающей среды изображена на рис. 2.1,а. Показано, что с ростом температуры в значительной степени увеличивается обратный ток диода, что обусловлено ростом концентрации неосновных носителей, а величина пробивного напряжения уменьшается. Различают электрический и тепловой пробой  $p-n$  - перехода. *Электрический пробой* при относительно больших обратных напряжениях представляет собой лавинный пробой, при котором носители заряда, попавшие в  $p-n$  переход, под действием сильного электрического поля приобретают энергию, достаточную для возбуждения ударной ионизации атомов кристалла. При этом происходит умножение подвижных носителей, и обратный ток диода резко возрастает, что обусловлено «полевым» пробоем тонких  $p-n$  переходов при **небольших обратных** напряжениях ( $U_{обр}$ ). Такое состояние характеризуется прохождением носителей заряда сквозь запирающий слой (потенциальный барьер) по так называемым квантовым туннелям. Электрический пробой является обратимым процессом, поскольку при снятии  $U_{обр}$   $p-n$  переход восстанавливает исходное состояние. Основным видом пробоя является **тепловой пробой  $p-n$  перехода**, при котором наблюдается потеря устойчивости теплового режима. В этом случае с увеличением ( $-U_{обр}$ ) и тока увеличиваются тепловая мощность, выделяемая в  $p-n$  переходе, и его температура. Увеличение температуры обычно сопровождается ростом

обратного тока ( $-I_{обр}$ ) и рассеиваемой мощности ( $P_{рас.}$ ), что {при определенной максимально допустимой мощности ( $P_{макс.}$ ), когда  $(-U_{обр}) \cdot (-I_{обр}) = P_{рас.} > P_{макс.}$ }, может привести к лавинообразному процессу в  $p-n$  переходе и последний разрушается. Тепловой пробой характерен для германиевых диодов (рис.2.1,а), а у кремниевых диодов (рис.2.1,б) вначале наступает электрический пробой с последующим переходом в тепловой. Верхним диапазоном рабочих температур считают температуру около  $+75\text{ }^{\circ}\text{C}$ , когда выпрямительные свойства значительно ухудшаются, а нижним пределом является температура около  $(-60\text{ }^{\circ}\text{C})$ . При такой температуре проявляются различия в температурных коэффициентах линейного расширения полупроводниковых материалов (германия и индия), что может привести к растрескиванию полупроводниковой структуры. С ростом температуры прямая ветвь вольтамперной характеристики становится более крутой, а падение напряжения уменьшается.

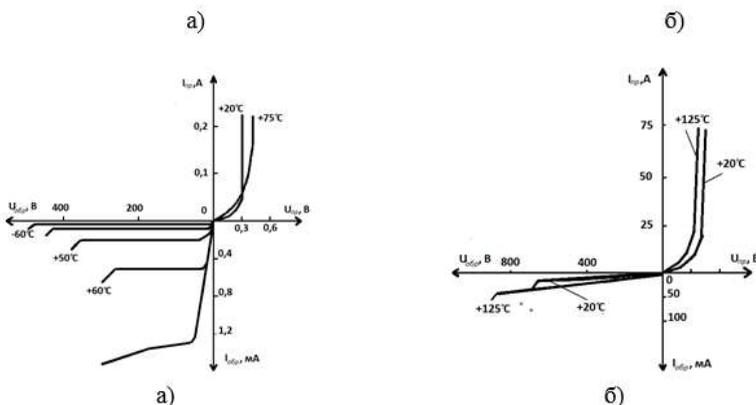


Рис.2.1. Вольтамперные характеристики диодов: германиевого (а) и кремниевое (б)

Германиевые диоды различного назначения имеют величину выпрямительного тока от 0,3 до 1000 А, прямое падение напряжения не превышает 0,5 В, а допустимое обратное напряжение не более 400 В. Недостатком германиевых диодов является их необратимый пробой даже при кратковременных импульсных перегрузках. Примерами германиевых выпрямительных диодов являются: Д7А...Д7Ж, Д302...Д305; ВГ-10, .... ГВВ-200 и др.

**Кремниевые выпрямительные диоды.** Для получения  $p-n$  переходов кремниевых выпрямительных диодов используют метод сплавления (или диффузии) алюминия в кристалл кремния  $n$ -типа или же сплава золота с сурьмой в кремний  $p$ -типа (рис.2.2,а). Конструктивно маломощные кремниевые диоды

практически не отличаются от маломощных германиевых диодов. Кристаллы мощных выпрямительных диодов монтируются в массивном корпусе, имеющем стержень с резьбой для крепления диода (рис.2.2, б) или в другом конструктивном решении (рис. 2.2, в).

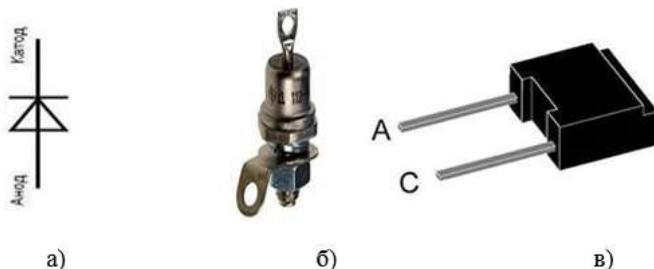


Рис. 2.2. Условное графическое обозначение диода (а), конструктивные особенности исполнения диода (б, в)

Прямая ветвь вольтамперной характеристики выпрямительного кремниевого диода (рис. 2.1,б) несколько изменяется в довольно значительном интервале температур – с ростом температуры она идет несколько круче, а падение напряжения в прямом направлении уменьшается. Для кремниевых диодов характерен лавинный пробой, что сказывается на увеличении обратного пробивного напряжения примерно в 1,5...2 раза.

Кремниевые диоды позволяют получать выпрямительные токи примерно в 2 раза больше, а значение пробивного напряжения выше и может достигать 2500 В и более, верхний предел рабочей температуры доходит до +125 °С. Из маломощных кремниевых диодов можно отметить диоды КД109А...КД109В, КДС111А...КДС111В (сборка из двух диодов). К диодам средней мощности следует отнести: КД202А...КД202С, КД210А...КД210В, а к мощным диодам – ВК-10, ВК-50, ВКД-200, ВКДВ-350 [39,40].

Линейную вольтамперную характеристику в прямом направлении имеют *меднозакисные диоды*, что широко используется в ряде измерительных схем. К перспективным приборам следует отнести *титановые диоды*, которые могут длительно работать при температуре до +250 °С и допускать кратковременную работу при +400 °С.

Особые характеристики имеют *лавинные диоды*. Наличие лавинной характеристики (в зоне отрицательных напряжений) позволяет применять их в качестве элементов защиты цепей от импульсных перенапряжений, возникающих в индуктивных цепях в момент включения (выключения) сети питания или

нагрузки. Лавинные диоды (рис.2.3,а) широко используются в схемах силовых преобразователей, комплектных выпрямителей ЭП МС.



Рис. 2.3. Общий вид лавинного диода (а) и различных диодов Шоттки (б)

В качестве выпрямительных диодов используются и *диоды Шоттки*, имеющие структуру металл-полупроводник (рис. 2.3,б). У таких диодов прямое падение напряжения составляет на 0,2- 0,5 В и значительно меньше в сравнении с кремниевыми диодами. Фактическое отсутствие заряда обратного восстановления позволяет уменьшить потери в выпрямителях на диодах Шоттки примерно на 10...15%. Барьер Шоттки имеет меньшее значение электрической емкости р-п - перехода, это позволяет повысить рабочую частоту прибора. Главным недостатком диода Шоттки является высокая чувствительность к кратковременным скачкам обратного тока и напряжения. По мощности диоды Шоттки можно разбить на три группы: маломощные (средний ток диода не превышает 3-5А), средней мощности (ток до 10А, например, 10BQ015), мощные (ток до 80А, например, 80CPQ150). При этом падение напряжения на диоде составляет менее 0,5 В при допустимом значении обратного напряжения 200-500 В [41].

*Принятая система обозначений:* **1.** Номинал. рабочий ток, А. Для аксиальных и SMA, SMB < SMC корп.- ток x10, А. **2.** Тип корпуса (\*): В - SMB/SMC, D- аксиальн. корпуса; J - SOT -223, CM - изолир. корпуса, M -SMA, N - неизолир. корпуса; P - TO-247AA, T-TO-220, W-D-Рак. **3.** Диод Шоттки. **4.** Номинальное напряжение, В; **5.** Дополнительные характеристики:

R - обратная полярность, N - второе поколение, 5- поверхностный монтаж.

30	C	P	Q	040	R
1	*	2	3	4	5

Диоды Шоттки применяются в мощных выпрямителях на высоких скоростях переключения, в импульсных источниках питания, конверторах, устройствах заряда батарей. Температурный диапазон зависит от конструкции, материала корпуса и составляет обычно  $-55...+150$  °С для пластмассовых и  $-65...+150$  °С для металлических корпусов.

Кроме рассмотренных диодов сегодня выпускаются диоды: от 30 до 150А; макс. прямое напр. от 1,0 до 1,7 В; время восстановления от 50 до 70 нс); быстродействующие выпрямительные диоды; «быстровосстанавливающиеся» диоды, ультрабыстрые диоды (с  $U_{обр}$  от 200 В высокоэффективные (обр. пик. напряж. от 50 до 1000 В, пик. имп. прямой ток до 600 В с временем восстановления соответственно от 25 до 60 нс,  $I_{пр.ср.} = 1$ А). Для выпрямления напряжения свыше нескольких киловольт разработаны высоковольтные диодные столбы {от 5 кВ (HVM5) до 15 кВ (HVM15),  $I_{пр.ср.}$  соответственно от 600 мА до 250 мА,  $t_{отр} < 15$ нс,  $T = 175$  °С} [22], а также **выпрямительные столбы**, представляющие собой совокупность выпрямительных диодов, соединенных последовательно и собранных в единую конструкцию с двумя выводами. Для уменьшения габаритных размеров выпрямителей и удобства их монтажа выпускаются *выпрямительные блоки* и *выпрямительные диодные сборки*, имеющие два, четыре или более диодов, электрически независимых или соединенных в виде моста и собранных в одном корпусе (рис. 2.4). Диодные сборки состоят из двух кремниевых диодов, имеющих общий вывод катодов. Диодные сборки КД636/7/8 выполнены с барьером Шоттки [41].

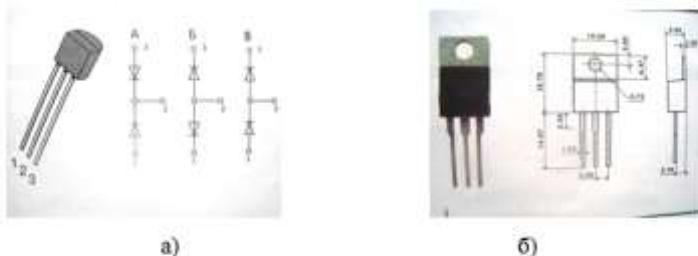


Рис. 2.4. Общий вид и схемы выпрямительной диодной сборки КДС111А (а) и конструкционные особенности диодной сборки КДС638 (б)

К перспективным выпрямительным приборам, изготовленным из материала с большей шириной запрещенной зоны, следует отнести *арсенид-галлиевые* диоды с *p-n*-переходами из арсенида галлия. Параметры выпускаемых *арсенид-галлиевых выпрямительных диодов* достаточно привлекательны и в настоящее время (например, диоды типа АД112) уже имеют максимально допустимый прямой ток до 300 мА и максимально допустимое обратное напряжение - 50 В. К характерным свойствам арсенид-галлиевых приборов следует отнести: значительный диапазон рабочих температур (до +250 °С), лучшие частотные свойства (арсенид-галлиевые диоды могут работать в качестве выпрямителей малой мощности при частоте 1 МГц и выше), повышенное (более 3 В) падение напряжения при прямом смещении. Основные параметры выпрямительных диодов и требования к монтажу их в ЭУ можно найти в справочной литературе [22,41]. Другие параметры диода, как внутреннее или дифференциальное сопротивление диода (в рабочей точке) можно определить из соотношения

$$R_d = \frac{\Delta U}{\Delta I},$$

$$R_o = \frac{U}{I}.$$

а также и сопротивление постоянному току. Расчетные параметры позволяют ориентировочно определить тепловые потери в проектируемом узле ЭУ.

**Стабилитрон** – это полупроводниковый прибор, предназначенный для стабилизации напряжения на присоединенной параллельно ему нагрузке в случае изменения ее сопротивления или величины напряжения питания ( $U_n$ ).

ГОСТ 25529—82 «Диоды полупроводниковые. Термины, определения и буквенные обозначения параметров» определяет ток стабилизации ( $I_{ст}$ ) и напряжение стабилизации ( $U_{ст}$ ) стабилитрона (рис.2.5,а), как значения постоянных напряжений и токов в режиме стабилизации. При работе стабилитрона используется участок пробоя на обратной ветви ВАХ, где значительному изменению тока соответствует очень малое изменение напряжения (рис.2.5,в). Напряжение стабилизации ( $U_{ст}$ ) зависит от толщины *p-n*-перехода, а последняя – от величины удельного сопротивления материала. При использовании низкоомных материалов получают стабилитроны для стабилизации малых напряжений. При  $U_n < 6$  В в *p-n*-переходах наблюдается практически только туннельный вид пробоя, а для диапазона  $U_n$  от 6 до 8 В имеют место процессы как туннельного, так и лавинного механизмов пробоя. С повышением  $U_n$  в пределах 8...200 В наблюдаются только лавинные пробои. Габаритный чертеж (рис.2.5,б) и вольтамперная характери-

стика стабилитрона (в) представлены на рис. 2.5.

Современные полупроводниковые стабилитроны классифицируются по функциональному назначению на:

- дискретные стабилитроны общего назначения — силовые и малой мощности. По рассеиваемой мощности стабилитроны условно можно разделить на четыре группы: 0—0,3 Вт, 0,3—5 Вт, 5—10 Вт и свыше 10 Вт;
- прецизионные стабилитроны, в том числе, «термокомпенсированные» стабилитроны и стабилитроны со скрытой структурой;
- подавители импульсных помех («ограничительные диоды», «суппрессоры», «TVS-диоды», например, TVS 30 Вт, корпус SMA/DO-214AC или TVS1500 Вт, корпус SMC/DO-214AB) [22].

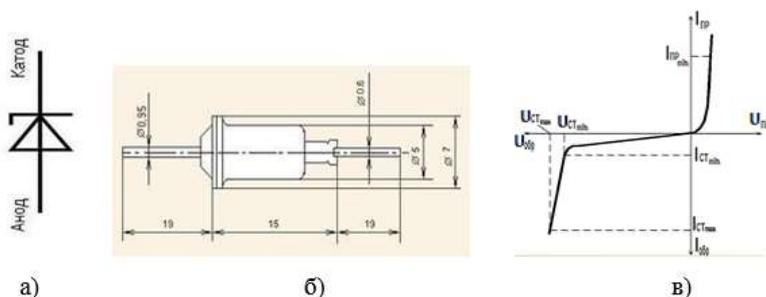


Рис. 2.5. Условное графическое обозначение стабилитрона (а), основные размеры 2С156А (б) и обобщенная вольтамперная характеристика (в)

Анализ вольтамперной характеристики (рис.2.5,в) показывает, что напряжение стабилизации ( $U_{ст}$ ) несколько меньше напряжения электрического пробоя, где переход от области пробоя к рабочей точке происходит по прямой линии с некоторым наклоном. Поэтому  $U_{ст}$  определяется всегда при заданном значении рабочего тока. Качество стабилизации обычно определяется *дифференциальным сопротивлением*  $R_{д} = \Delta U / \Delta I$ , которое уменьшается с ростом тока стабилизации. Однако при значительных токах наблюдается разогрев кристалла, что сопровождается ростом дифференциального сопротивления и повышением нестабильности стабилитрона. Для маломощного стабилитрона, например, 2С133В дифференциальное сопротивление ( $R_{д}$ ) при минимальном токе стабилизации 1 мА составляет 680 Ом, а при номинальном токе 5 мА и температурах от -60 до +125° С не превышает 150 Ом. Стабилитроны повышенной мощности при том же  $U_{ст}$  имеют меньшее дифференциальное сопротивление, например, КС433А — 25 Ом при токе 30 мА. Дифференциальное сопротивление низковольтных лавинных диодов (LVA) почти на порядок ниже, чем у «обыч-

ных» стабилитронов: например, для LVA351 (напряжение 5,1 В, мощность 400 мВт) значение  $R_a$  не превышает 10 Ом при токе 10 мА. Основные параметры стабилитронов приведены в таблице 2.1.

Таблица 2.1 Основные параметры стабилитронов

Тип	$U_{ст}, В$	$I_{ст}, мА$	$P_{ст макс.}, Вт$
КС147А	4,7	10	0,3
Д814А	8	5	0,34
Д815Е	15	500	8
КС527А	27	5	1
КС600А	100	1,5	1
КС680А	180	25	5

В настоящее время выпускается большое количество стабилитронов на основе кремния, имеющих напряжение стабилизации в пределах 2,4 ...200 В и максимальную мощность 0,25...50 Вт. Силовые стабилитроны производят из монокристаллического кремния по диффузионно-сплавной или планарной технологии, маломощные — по планарной, реже меза-технологии [39,40,41]. В планарном диодном процессе используется две или три фотолитографии. Прецизионные «термокомпенсированные» стабилитроны и стабилитроны со скрытой структурой широко применяются в качестве дискретных и интегральных источников опорного напряжения (ИОН), в том числе в наиболее требовательных к стабильности напряжения схемах измерительных аналого-цифровых преобразователей (АЦП). Импульсные лавинные стабилитроны («подавители переходных импульсных помех», «суп-прессоры», «TVS-диоды») применяются для защиты электроаппаратуры от перенапряжений, вызываемых разрядами молний и статического электричества, а также от выбросов напряжения на индуктивных нагрузках. Такие приборы номинальной мощностью 1 Вт выдерживают импульсы тока в десятки и сотни ампер намного лучше, чем «обычные» пятидесятиваттные силовые стабилитроны. Конструкции некоторых стабилитронов незначительно (рис. 2.6) отличаются от конструкций выпрямительных диодов.



Рис. 2.6. Общий вид стабилитронов КС680АП (а) и КС522А (б)

Из основных параметров стабилитронов следует выделить: напряжение стабилизации ( $U_{ст}$ ); минимальный и максимальный токи стабилизации  $I_{СТ min}$ ,  $I_{СТ max}$ ; температурный коэффициент напряжения стабилизации (ТКН). ГОСТ определяет ТКН как «отношение относительного изменения напряжения стабилизации к изменению температуры окружающей среды» на один градус при среднем значении тока стабилизации, т.е.:

$$ТКН = \Delta U_{ст} / (\Delta U_{ст} \cdot \Delta T) \cdot 100\%, [1/град], \quad (2.1)$$

где  $\Delta U_{ст}$  - изменение напряжения стабилизации, В;  $\Delta T$  - разность температур окружающей среды, °С. ТКН обычных, не термокомпенсированных диодов, при их номинальных токах составляет для стабилитронов туннельного пробоя ( $U_{ст} < 4В$ ) от  $-0,05$  до  $-0,1 \%/^{\circ}С$ , а для стабилитронов лавинного пробоя ( $U_{ст} < 4 В$ ) — от  $0,05$  до  $0,1 \%/^{\circ}С$ . Иными словами, при нагреве стабилитрона от  $+25^{\circ} С$  до  $+125^{\circ} С$  сдвиг напряжения стабилизации составит 5 - 10 % от начального значения.

**Стабисторы.** Для стабилизации небольших напряжений ( $<1В$ ) используют прямую ветвь ВАХ диодов (стабилитронов). Кремниевые стабилитроны имеют напряжение стабилизации около 0,7 В. Для получения малого сопротивления базы диода и меньшего прямого дифференциального сопротивления используют кремний с повышенной концентрацией примесей. В качестве стабилитронов можно использовать кремниевые диоды Д219С, Д220С и селеновые выпрямители 7ГЕ1А-С, 7ГЕ2А-С. Для получения более высокого напряжения стабилизации (1,4...2,8 В) используют последовательное соединение стабилитронов, а также диодов, например, диодов 2С107А, КС113А.

## 2.2. Туннельный и обращенный диоды. Варикапы.

Туннельным диодом называют полупроводниковый диод на основе  $p^+$ -  $n^+$  перехода (с сильнолегированными областями<sup>+</sup>),

на прямом участке вольтамперной характеристики (ВАХ) которого (рис.2.7,а) наблюдается N-образная зависимость тока от напряжения при прямом смещении, т.е.  $I_{пр} = f(U_{пр})$ . Здесь же приведена конструкция туннельного диода (рис.2.7,б).

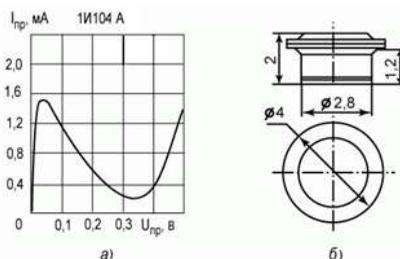


Рис. 2.7. Вольтамперная характеристика туннельного диода 1И104А при прямом смещении (а) и его конструктивные особенности (б)

Рассмотрим особенности вольтамперной характеристики туннельного диода на базе  $p^+-n^+$  перехода, образованного двумя выращенными полупроводниками. При прямом напряжении ток в диоде обусловлен туннельным переходом электронов из зоны проводимости на свободные места в валентной зоне. По мере роста напряжения число свободных мест увеличивается, и ток растет с ростом напряжения, достигая максимума. Затем, по мере роста прямого напряжения, число свободных мест в валентной зоне начинает уменьшаться, поскольку по энергии напротив уровней, занятых электронами в зоне проводимости оказываются состояния в запрещенной зоне (энергетические уровни в идеальных полупроводниках в запрещенной зоне отсутствуют) [36]. Такое состояние сопровождается уменьшением туннельного тока до нулевого значения при дальнейшем росте напряжения [39], когда появляется компонента обычного диффузионного тока **p-n** перехода. Следует отметить, что у туннельного диода вольтамперная характеристика несколько изменяется и смещается при изменении температуры, например, у арсенидгаллиевого диода 3И202 (с более широкозонным материалом GaAs), чем у германиевого (Ge) диода 1И403, минимум тока наблюдается при больших значениях прямого напряжения (соответственно 0,6 В и 0,2 В). Известно также, что туннельный диод имеет высокие значения максимальной граничной частоты  $f_{max} \sim 10^9$  Гц, поскольку времена процессов при туннелировании составляют наносекунды, то есть  $T_{min} \sim 10^{-9}$  с. При прямом смещении в таких диодах до напряжений, больше или равных половине ширины запрещенной зоны, ток будет отсутствовать. С точки зрения выпрямительного диода ВАХ

такого диода будет инверсной, то есть будет высокая проводимость при обратном смещении и малая при прямом.

Аналогичной ВАХ располагает полупроводниковый диод, получивший название **обращенного диода**. Ранее было отмечено, что в обращенном диоде прямой ток структуры возникает только при повышенных (по сравнению с туннельным эффектом) напряжениях за счет инжекции носителей. Таким образом, обращенный диод - это туннельный диод без участка с отрицательным дифференциальным сопротивлением. Концентрация примесей в его полупроводниковой структуре должна соответствовать критической  $N_{кр} = 10^{19} \text{см}^{-3}$  и поэтому уровень Ферми [39,40] *p*-области совпадает с потолком ее валентной зоны, а уровень Ферми *n*-области — с дном ее зоны проводимости [41].

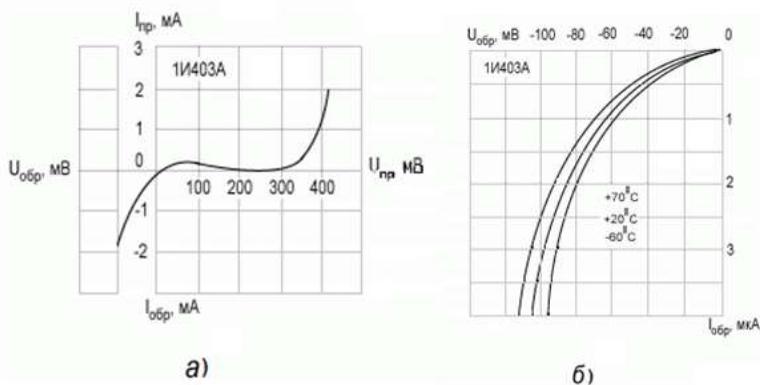


Рис. 2.8. Полная вольтамперная характеристика германиевого обращенного диода 1И403А (а), ВАХ при отрицательном напряжении и разных температурах *p-n* перехода (б)

В условиях равновесия взаимное перекрытие занятых и вакантных уровней в разноименных зонах *p*- и *n*- областей структуры диода отсутствует, что нарушается при малых прямых напряжениях, до нескольких десятых долей вольта, когда прямые токи намного меньше обратных. Инерционность обращенного диода определяется временем перезаряда его емкости и зависит от параметров эквивалентной схемы. Вследствие большей кривизны вольтамперной характеристики обращенные диоды могут работать при меньшем уровне сигнала, чем обычные смесительные диоды. Например, чувствительность по току детектора на обращенном диоде в дециметровом диапазоне длин волн в 10 — 20 раз выше, чем на обычном диоде. Обращенные диоды обладают малыми низкочастотными шумами, что обеспечивает выигрыш в

коэффициенте шума 20-30 дБ [39]. Обращенные диоды целесообразно использовать при выпрямлении малых переменных сигналов, составляющих несколько десятых долей вольта. Поскольку принцип действия обращенных диодов основан на туннельном эффекте, то их целесообразно использовать в быстродействующих переключающих схемах ( $t_{\text{перекл.}} < 1 \text{ нс}$ ) или в схемах детектирования слабых сигналов в СВЧ-диапазоне.

**Варикап** - полупроводниковый прибор (диод) с одним *p-n* переходом и может быть использован как конденсатор с электрически управляемой емкостью в зависимости от приложенного напряжения смещения (рис. 2.9). Диоды с электрически управляемой емкостью для умножения частоты называются *умножительными диодами (варакторами)*, а предназначенные для параметрического усиления— *параметрическими*.

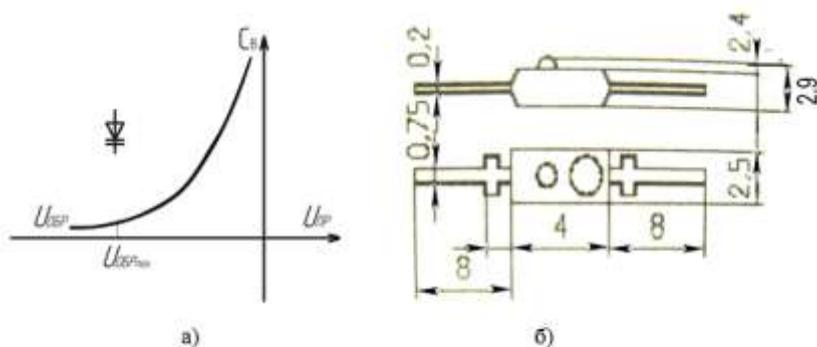


Рис. 2.9. Вольтамперная характеристика (а) и конструктивное оформление варикапа КВ109А и других (б)

Свойство емкости *p-n* перехода полупроводникового диода изменять свою величину (при изменении внешнего напряжения) связано с наличием объемного заряда в области потенциального барьера *p-n* перехода. Если приложенное напряжение отпирает переход, то в этом случае главную роль играет емкость *p-n* перехода, обусловленная диффузией неосновных носителей в базу (диффузионная емкость). Величина этой емкости, как правило, значительно больше барьерной. Режим работы варикапов при прямом смещении *p-n* перехода характерен для применения их в схемах умножения частоты. Также существует возможность использования емкости, образованной зарядом под поверхностью полупроводника. Следует отметить, что практическому применению диффузионной и поверхностно-барьерной емкостей препятствует их сильная зависимость от температуры и частоты, высокий уровень собственных шумов и низкая добротность. Ба-

ьерная емкость  $p$ - $n$  перехода лишена указанных недостатков и поэтому широко используется во многих радиотехнических устройствах. Система обозначений варикапов [22] приведена ниже, где принято:

К	В	1	09	В	Г
1	2	3	4	5	6

**1.** Полупроводниковый материал: К - устройства широкого применения из кремния. 2 -устройства специального применения из кремния;

**2.** Класс диода: В- варикап;

**3.** Функциональные возможности: 1- подстрочные варикапы, 2 - умножительные варикапы;

**4.** Порядковый номер разработки;

**5.** Параметрическая группа;

**6.** Комплектация: АР - комплект по 2 варикапа, отбор с 3%; АТ - комплект по 3 варикапа, отбор с 3%, АГ - комплект по 4 варикапа, отбор с 3%. Основные области применения варикапов с барьерной емкостью  $p$ - $n$  перехода следующие:

- усиление и генерация СВЧ сигналов (параметрические диоды);

- умножение частоты в широком диапазоне частот, включая СВЧ (умножительные диоды, работающие в области диффузионной емкости);

- электронная перестройка, автоподстройка частоты колебательных контуров в диапазонах КВ, УКВ, ДЦВ (собственно варикапы);

- в системах автоматики (варикапы с большими величинами номинальной емкости, не менее 1000 пФ).

Варикапы характеризуются такими основными параметрами как:

- коэффициент перекрытия по емкости:  $K_C = C_{B1}/C_{B2}$ , где  $C_{B1}$ ,  $C_{B2}$  — общие емкости диода при заданных  $U_{OБP1}$ ,  $U_{OБP2}$ ;

- добротность на низких частотах:  $Q_{НЧ} = \omega \cdot C_{бар} \cdot r_{п}$ ; где  $r_{п}$  - сопротивление перехода;

- добротность на высоких частотах  $Q_{ВЧ} = 1/(\omega C_{бар} r_s)$ , где  $r_s$  - сопротивление базы;

- температурный коэффициент емкости  $\alpha_{дс} = \Delta C_B / C_B \cdot \Delta T$ ;

- температурный коэффициент добротности  $\alpha_{дQ} = \Delta Q_B / (Q_B \Delta T)$ ;

где  $Q_b$  - добротность варикапа.

При расчетах на низких частотах можно пренебречь влиянием сопротивления базы  $r_s$ , а на высоких частотах — сопротивлением перехода  $r_n$ .

Варикапы в основном используются на высоких и сверхвысоких частотах, поэтому важную роль играет сопротивление потерь  $r_s$ . Для его уменьшения выбирают материалы с малым удельным сопротивлением: германий, кремний и арсенид галлия n-типа.

### 2.3. Технические характеристики излучающих диодов

Для изготовления светоизлучающих диодов (СИД) широко используются материалы, определяющие характер спектральной характеристики излучения [35,43,44,45], как: карбонат кремния (SiC), арсенид галлия (GfAs) и фосфид галлия (GaP). Диоды излучают свет при протекании через них прямого тока. Коэффициент полезного действия инфракрасных (ИК) светодиодов составляет 1-5%, у остальных светодиодов он не превышает 0,05%. Диапазон максимума спектральной плотности (G) излучения выпускаемых отечественной промышленностью СИД простирается от 0,45 до 1,2 мкм. Графики характеристик спектральной плотности излучения некоторых светодиодов приведены на рис. 2.10.

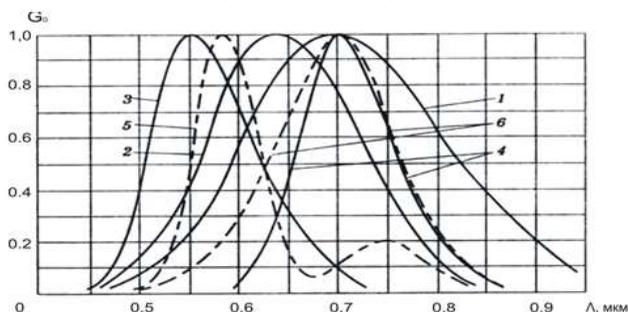


Рис. 2.10. Зависимости относительной спектральной плотности потока излучения СИД: 1- КЛ101А; 2-КЛ101Б; 3-КЛ101В; 4 – А102А и АЛ102Б; 5- АЛ102В; 6- АЛ310А

Причем характеристики диапазона видимой части оптического спектра образуют изменением параметров при сплавлении твердых растворов, например, состав  $GaAs_xP_{1-x}$  создают из фосфида и арсенида галлия, где параметр «х» (в технологии) принимает

значения в пределах 0-1, что и определяет положение максимума **спектральной характеристики высвечивания** линейно значению  $\lambda$ . Максимум спектральной плотности излучения СИД лежит в ИК - области и имеет достаточно узкую спектральную характеристику, как показано на рис. 2.11,а, где приведена вольт-амперная характеристика (ВАХ) для излучающего диода типа А107 в изменяющихся (температурных) условиях эксплуатации ЭУ. Следует отметить, чем больше прямое падение напряжения на диоде, тем меньше длина волны излучения и больше потери электрической энергии в диоде. Для малогабаритных излучающих диодов типовые номинальные режимы: номинальное напряжение на диоде  $U_H$  составляет 1,5...2 В, а нагрузочный ток  $I_H$  может изменяться (применительно к диоду) в диапазоне 5-100 мА.

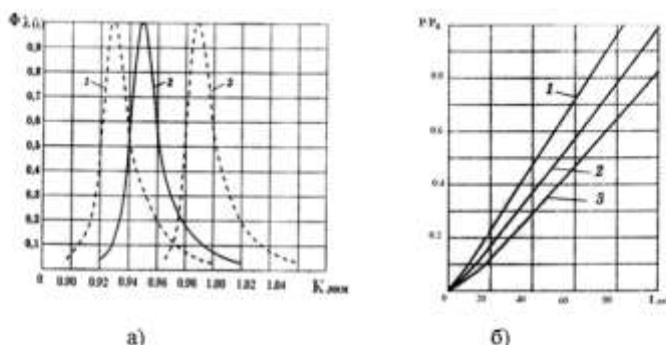


Рис. 2.11. Зависимости относительной спектральной плотности потока излучения СИД А107 при различных температурах:  
 1 →  $t = -60\text{ }^{\circ}\text{C}$ ; 2 →  $t = +25\text{ }^{\circ}\text{C}$ ; 3 →  $t = +85\text{ }^{\circ}\text{C}$  (а) и энергетические характеристики излучающих диодов типа А107:  
 (1 – при  $t = -60\text{ }^{\circ}\text{C}$ ; 2 →  $t = +25\text{ }^{\circ}\text{C}$ ; 3 →  $t = +85\text{ }^{\circ}\text{C}$ )

Энергетические характеристики аналогичных излучающих диодов (типа А107) при различных температурах окружающей среды приведены на рис. 2.11,б. Номинальный энергетический поток излучения  $\Phi_{en}$  большинства таких СИД составляет 10...100 мВт; энергетическая сила света  $I_{en} = 0,05...1,5$  мкд. При малой инерционности все излучающие диоды могут работать также и в импульсных режимах. Установлено, что зависимость мощности излучения диода от тока, протекающего через него, достаточно хорошо описывается выражением [35, 44]:

$$P \setminus P_0 = (I \setminus I_0)^m \exp(-t \setminus t_n), \quad (2.2)$$

где  $P_0$  - начальная мощность излучения диода при токе  $I_0$  и температуре  $t$ ;

$P$  - мощность излучения при токе  $I$  и температуре  $t$ ;  $t_n$  - темпе-

ратурная постоянная излучающего диода;  $m$  – коэффициент, определяемый материалом и конструкцией СИД. В расчетах стационарного режима значение  $m$  предварительно принимают равным  $m = 1...2$ , для импульсного СИД соответственно  $m = 0,7 ...0,8$ . Согласно (2.2) при возрастании тока  $I$  излучаемая мощность растет пропорционально  $I^m$ , а экспоненциальный множитель незначительно изменяется вплоть до значения  $t = t_n$ . Заметный разогрев **p-n** перехода СИД (АЛ108, АЛ109) наступает за время ( $t = t_n$ ) действия импульсного тока {в диапазоне 4...10...(20 А)}, когда наблюдается насыщение энергетической характеристики излучающих диодов при длительности импульса не более 1...2 мкс. Следует отметить уменьшение мощности (от 550 до 160 мВт) излучения СИД, (например, А107) в 1,2 - 3 раза при увеличении частоты следования импульсов от 510 Гц до 10 кГц. В настоящее время светодиоды используются также в конструкциях «семисегментных» или точных матриц и в других целевых решениях.

При проектировании оптико-электронных узлов МС [38,46] наибольшее распространение получили арсенид-галлиевые светодиоды полусферической конструкции (диаметр излучающей полусферы 1,4 мм), максимум интенсивности излучения которых соответствует длинам волн  $\lambda = 0,92 - 0,96$  мкм при ширине спектральной линии 20-70 нм. Процессы включения и выключения СИД характеризуются «постоянными времени» ( $10^{-8}—10^{-9}$  с), а формирование сигналов осуществляется как в режиме постоянного свечения, так и в импульсном режиме. Характеристики светодиодов зависят от температуры: при повышении температуры уменьшается мощность излучения (примерно  $0,01 \text{ K}^{-1}$ ) и сдвигается в сторону больших длин волн при максимуме интенсивности излучения (около  $0,3—2$  нм/К). Следует отметить, например, излучающие диоды из карбида кремния не боятся влаги [35] и допускают значительные температуры перегрузки (до  $45 \text{ }^\circ\text{C}$  и выше). Такие СИД можно использовать в тяжелых условиях эксплуатации, например, при повышенной влажности, агрессивных средах и достаточно высоких перегрузках по току [37]. Герметизация светодиодов обеспечивается обычно металлическими корпусами с прозрачными окнами для вывода света или путем их запрессовки в фокусирующие стеклянные линзы.

## 2.4. Оптоэлектронные полупроводниковые приборы микроэлектроники

К приборам функциональной микроэлектроники относятся оптоэлектронные полупроводниковые приборы, при создании которых используются различного рода неэлектрические эффекты, в частности, физическое явление внутреннего фотоэффекта. Сущность последнего заключается в том, что под действием **светового излучения** в некоторых полупроводниках происходит образование пар носителей зарядов – электронов и дырок. Эти дополнительные носители увеличивают электрическую проводимость за счет так называемой дополнительной фотопроводимости. В некоторых материалах за счет фотогенерации электронов и дырок возникают фото–ЭДС, что позволяет создавать приборы, используемые в качестве источников тока. При рекомбинации электронов и дырок в некоторых полупроводниках возникает излучение, что используется для создания приборов – источников излучения. При использовании одновременно обоих эффектов создаются, например, оптроны – приборы, сочетающие в себе свойства источников и приемников излучения.

Оптоэлектронные приборы изготавливаются как в виде дискретных элементов, так и в составе ИМС. Наиболее распространенными являются:

**фоторезисторы, фотодиоды, фототранзисторы и фототиристоры.**

**Фоторезистор** - полупроводниковый прибор, не имеющий р-п - перехода, сопротивление которого зависит от освещенности. Схема включения с условным обозначением фоторезистора (ФР) и его характеристики представлены на рисунке 2.12, где  $U$  – напряжение на ФР (допустимое напряжение  $U_{\text{доп}} \leq 600 \text{ В}$ ) [22,46,47]. Для восприятия физических основ следует пояснить некоторые фотометрические величины, как световой поток  $\Phi$ , характеризуемый числом квантов электромагнитного излучения (фотонов), прошедших через заданное поперечное сечение  $F$ . Единицей измерения  $\Phi$  является **люмен** (лм).

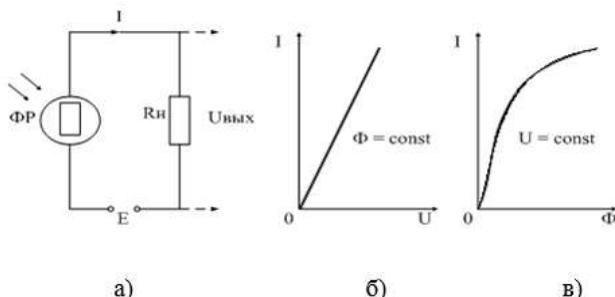


Рис. 2.12. Схема включения а), вольтамперная б) и энергетическая в) характеристики фоторезистора

Сопротивление освещенного ФР на 2-3 порядка меньше, чем «темного». Причем отношение «темнового» сопротивления к минимальному (при большой освещенности) может превышать  $10^6$ . Фоторезисторы (ФР) характеризуются удельной чувствительностью:  $S_{уд} = I/(U \cdot \Phi)$ , где  $\Phi$  – световой поток;  $S_{уд}$  составляет  $10^2 - 10^3$  мкА/(В·лм). Следует отметить, что ФР имеют высокую чувствительность к излучению в широком диапазоне - от инфракрасной до рентгеновской области спектра, при этом сопротивление их меняется на несколько порядков [22]. Фирма VISHAY [22], например, производит фоторезисторы ФР-765 с параметрами: размер чувствительного элемента  $\times 5,8$  мм,  $U_{раб} = 20$  В; темновое сопротивление 2 Мом; темновой ток 10 мкА;  $I_{общ} = 1$  мА (при  $E = 200$  лк); отношение  $R_t/R_c \approx 100$ . К недостаткам ФР относятся большая инерционность (от миллисекунд до нескольких секунд), зависящая от большого времени рекомбинации электронов и дырок после прекращения облучения, а также значительная зависимость сопротивления от температуры, характерная для полупроводников.

На основе ФР создаются разнообразные схемы измерительной техники, телеуправления и сигнализации в СУ МС, а также ключевые схемы различного назначения в общепромышленной автоматике и системах автоматического управления, например, заводским и уличным освещением.

**Фотодиод** (ФД) представляет собой полупроводниковый прибор, в котором область р-п -перехода подвергается воздействию света. В зависимости от принципа действия различают два основных типа фотодиодов: диффузионные и дрейфовые. Диффузионные фотодиоды представляют структуру с однородным распределением примеси в р-п области, а у дрейфового фотодиода в базе присутствует внутренне поле, ускоряющее движение носителей к

р-п переходу [46,48]. Фотодиоды могут быть включены в схемы, как с внешним питанием, так и без него. Режим работы приемника с **внешним источником напряжения называется фотодиодным, без внешнего источника - вентильным**. Под действием света, падающего на полупроводник, в последнем образуются пары: электрон-дырка. Не основные носители, т.е. дырки в электронном полупроводнике и электроны в дырочном, диффундируют в область перехода, втягиваются его полем и выбрасываются в область, расположенную за переходом, образуя в ней заряд. По мере накопления заряда образуется динамическое равновесие, при котором число диффундирующих через р-п-переход носителей становится равным числу носителей, перемещающихся в обратном направлении под действием электрического поля зарядов, созданных по обе стороны р-п перехода. Между электродами, присоединенными к р-п полупроводнику, формируется электродвижущая сила. При замыкании внешней цепи за счет этой ЭДС пойдет ток. Фотодиоды отличаются от обычных в основном тем, что в их корпуса встраиваются прозрачные для света окна. Используются два варианта освещения кристаллов ФД – параллельно и перпендикулярно плоскостям их р-п переходов. Схема включения и условное обозначение ФД показаны на рисунке 2.13. Фотодиоды могут использоваться в двух режимах:

1- генераторном (вентильном), когда внешняя ЭДС  $E$  в схеме (рис. 2.13,а) отсутствует и резистор  $R_n$  подключается непосредственно на зажимы ФД;

2- фотодиодном, когда к р-п переходу приложено внешнее напряжение, смещающее этот переход в обратном направлении.

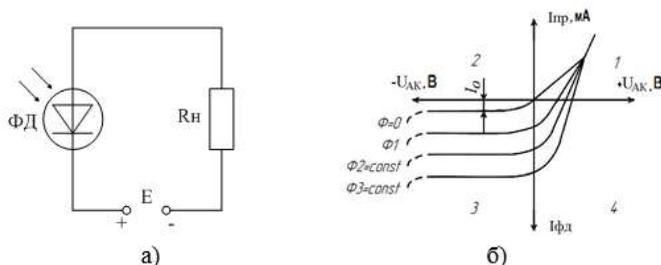


Рис.2.13.Схема включения фотодиода (а) и вольтамперные характеристики (б)

Для этих режимов выражение для полного тока  $I$  в цепи составит:

$$I = I_{\phi} + I_T = K_{\phi}\Phi + I_T, \quad (2.3)$$

где  $I_{\phi} = K_{\phi}\Phi$  - фототок, величина которого прямо пропорцио-

нальна световому потоку  $\Phi$ , мА;  $K_{\Phi} = I_{\Phi}/\Phi$  - коэффициент, представляющий собой интегральную чувствительность фотодиода, мА/лм;  $I_T$  - «темновой» ток фотодиода, который для генераторного режима можно определить из выражения:

$$I_T = -I_0 [\exp(U_R / U_T) - 1], \quad (2.4)$$

где  $I_0$  - ток насыщения р-п перехода,  $U_R$  - падение напряжения на резисторе нагрузки  $R_n$  при протекании тока  $I_T$ ;  $U_T$  - температурный потенциал. Для фотодиодного режима с учетом тока «термогенерации» в области **p-n** перехода, зависящего от обратного напряжения [35,44], общее выражение для тока  $I_T$  будет иметь вид:

$$I_T = -I_0 [\exp (U_R - U_n)/U_T) - 1] + k_{тг} \sqrt{U_R} - U_n, \quad (2.5)$$

где  $k_{тг}$  - коэффициент термогенерации.

Вольтамперные характеристики ФД, используемого в фотодиодном и фотогенераторном режимах, показаны на рисунке 2.13.(б). В I квадранте, соответствующем подаче на ФД прямого напряжения, характеристики для разных световых потоков сливаются, что не позволяет практически использовать такой режим работы ФД. При приложении внешнего напряжения ФД, как и всякий полупроводник, обладает униполярной проводимостью. Его темновая характеристика совпадает с вольтамперной характеристикой полупроводникового вентиля (см. рис. 2.13,б; кривая  $\Phi = 0$ , темновой ток  $I_T = I_0$ ). При освещении фотодиода напряжение в его цепи складывается из фото-ЭДС и внешнего напряжения. При напряжении ( $-U_{AK}$ ), приложенном в обратном направлении и являющимся для фотодиода рабочим, ток достигает насыщения (рис. 2.13,б; кривые  $\Phi_1, \Phi_2, \Phi_3$ ; квадрант 3). Если  $\Phi_3 > \Phi_2 > \Phi_1 > \Phi_0$ , то значение тока фотодиода  $I_{фд}$  увеличивается с повышением  $\Phi$ . В квадранте 4 диод работает в режиме фото-ЭДС. Чувствительность  $S_{фд}$  ФД обычно составляет около 0,1 мкА/лк. При увеличении запирающего напряжения ( $-U_{AK}$ ) на ФД фототок практически не изменяется, но при этом значительно повышается быстродействие прибора из-за уменьшения собственной емкости р-п -перехода [36,41]. Граничная частота для обычных ФД составляет около 10 мГц, а для специальных фотодиодов с р-i-n -переходом достигнуты повышенные частоты до 1ГГц. При изменении освещенности от  $\Phi$  до  $\Phi_3$  на поверхности р-области фотодиода возникают пары электрон-дырка. Электроны, возникающие вблизи поверхности р-области, диффундируют в глубь, и будучи неосновными носителями для этой области, подойдя к р-п -переходу, увлекаются полем перехода в n-область. Рост тока не-

основных носителей из р-области в п-область под действием света вызывает добавочное падение напряжения на сопротивлении нагрузки (рис. 2.13,а). В фотодиодном режиме «темновой» ток максимален и равен току насыщения, не превышающий десятков единиц микроампер.

При отсутствии освещения характеристика фотодиода ничем не отличается от вольтамперной характеристики обычного выпрямляющего р-п-перехода и называют её «темновой». Освещение фотодиода сопровождается ростом обратного тока через диод. Использование фотодиода для измерения интенсивности света основано на том, что фототок через прибор равен числу пар, генерируемых светом, за вычетом потерь на рекомбинацию. При слабых интенсивностях света получаемый ток фотодиода иногда недостаточен для срабатывания устройства автоматики или электронного измерительного узла, что требует усиления тока посредством включения фототранзистора [44,46]. При этом фототранзистор сразу решает обе задачи, являясь одновременно и индикатором, преобразующим световую энергию в электрическую, и усилителем тока. В то же время, диодное включение фотодиода имеет преимущество перед вентильным: позволяет получать высокую чувствительность по напряжению, что является существенным фактором при создании схем усиления.

Увеличение интегральной чувствительности фотодиода связано с увеличением толщины р-п-перехода, что позволяет большому числу неосновных носителей дойти до перехода без рекомбинации. Вентильный режим ФД (при большой площади р-п - перехода) позволяет получать значительные фототоки в цепях с малым сопротивлением, что и используется в **солнечных элементах** (батареях), а также при специальных измерениях (малыми микроамперметрами).

Фототранзисторы (ФТ) - полупроводниковые приемники излучения с двумя р-п переходами, которые обладают свойством усиления фототока, возникающего при облучении чувствительного слоя. ФТ можно включать в измерительную схему со свободным коллектором, эмиттером или базой. Первые две схемы аналогичны включению ФД в фотодиодном режиме. Наибольшее применение находит схема, когда фототранзистор включен с разомкнутой базой при внешнем источнике напряжения. Преимуществом ФТ является значительно бо'льшая чувствительность, чем фотодиодов. Из недостатков применения ФТ следует отметить: нестабильность параметров во времени и изменении температуры окружающей среды, большой темновой ток (для германиевого

ФТ-1 достигает до 300 мкА при рабочем напряжении 3В); большая инерционность и значительный уровень шума.

#### **2.4.1. Конструктивное исполнение фоточувствительных приборов**

Многообразие существующих конструктивных решений фоточувствительных приборов можно представить в обобщенном виде пятью типовыми видами, приведенными на рис. 2.14. Одна из конструкций ФД (рис. 2.14,а), содержащая пластинку германия 1 (или кремния) с присоединенными к ней выводами 3, опрессована прозрачной пластмассой 2 (полиуретановая смола). Поверхность фотодиода [37,43] покрывается слоем светонепроницаемого лака 4. Напротив чувствительной поверхности пластинки 1 в конструкции фотодиода формируют технологическое отверстие 5. При малых поперечных размерах такой фотодиод может быть использован для образования измерительных линеек при построении, например, датчиков длины [46,47].

В металlostеклянном корпусе (рис. 2.14,б) представлена одна из конструкций фототранзистора, состоящего «из германиевой пластины 1, в которую с обеих сторон соосно впаяны навески индия, образующие коллектор 2 и эмиттер 3». Пластина 1 припаяна оловянным кольцом к кристаллодержателю 4, последний приварен к фланцу 5. Коллектор и эмиттер посредством тонких проводников 6 соединены с выводами 7, изолированными от фланца стеклянными изоляторами 8. Базовый вывод 9 приварен к фланцу 5. Весь фототранзистор помещен в герметичный корпус, в котором имеется круглое отверстие, закрытое стеклом 11.

На рис. 2.14,в приведена другая конструкция фотодиода в металlostеклянном корпусе [37]. Круглая пластинка 1, вырезанная из «монокристалла германия, установлена в кристаллодержателе 2 и припаяна к нему оловянным кольцом 8. Сам кристаллодержатель вмонтирован в металлический корпус 3. Вывод 4 проходит через металлическую трубку 5, закрепленную стеклянным изолятором 6 во фланце 7. Второй вывод обеспечивает кристаллодержатель 2 и корпус 3. Напротив чувствительной поверхности пластинки 1 в корпусе 3 имеется круглое отверстие, закрытое стеклом 9. Для обеспечения стабильности характеристик фотодиода корпус последнего «герметизирован». В другой конструкции фотодиода (рис. 2.14,г) герметизация обеспечивается «применением стеклянной оболочки. Пластина полупроводникового кристалла 1, снабженная выводами 4, впаяна в стеклянный баллон 2.

Поверхность баллона покрыта оболочкой 3 из непрозрачной пластмассы, в которой имеется окно 2. Маркировку выводов 4 осуществляют с помощью разноцветных изоляционных трубок 5».

Конструкция фотодиода в металлостеклянном корпусе представлена на рис. 2.14,б. Основание 1 фотодиода «состоит из **коваровой** втулки и двух коваровых выводов, спаянных стеклом С49-2. К одному из выводов приварен кристаллодержатель 2 с кристаллом кремния 3, а к другому припаян электродный вывод 6. Излучение на кристалл попадает через стеклянную линзу 5 баллона 4, который герметично припаян к основанию. К нижним концам выводов основания припаяны гибкие наружные выводы 7, оканчивающиеся наконечниками. Для защиты от замыкания на выходы надеты полихлорвиниловые трубки 8». Общие требования к конструкции фоточувствительных приборов проявляются в том, что все «пластмассовые корпуса напротив кристаллов», а также стекла для окон в металлических корпусах должны быть прозрачными для той части спектра, к которой чувствителен данный прибор. Для германиевых приборов — это видимая и ближняя ИК - область оптического спектра, для кремниевых приборов - видимая область (таблица 2.2). Корпуса приборов изготавливаются из металла, обеспечивающего герметичный спай со стеклом. В отечественных фотодиодах и фототранзисторах для этой цели используют специальный сплав ковар. Кристаллодержатели изготавливают из никеля толщиной 0,2 мм. Пример конструктивного исполнения узла приемного модуля излучения с использованием фотодиода типа ФД-7К (ФД-24 К) приведен на рис. 2.15.

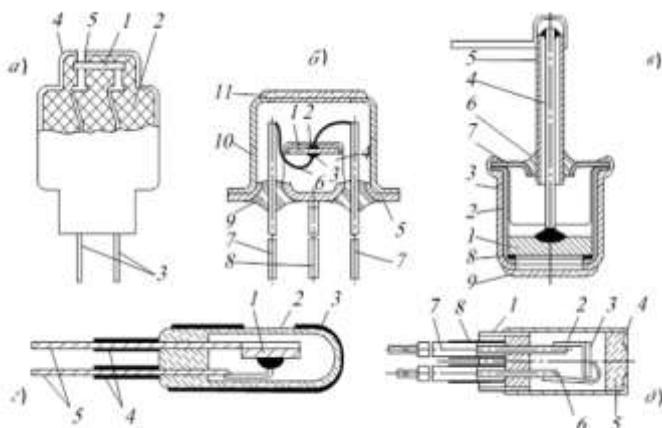


Рис. 2.14. Типовые конструкции фоточувствительных приборов

Таблица 2.2. Технические характеристики кремниевых фотодиодов

Тип фотодиода	Размеры фоточувствительной площадки, мм	Диапазон спектральной характеристики, мкм	Длина волны максимума спектральной характеристики, мкм	Рабочее напряжение, В	Темновой ток, мкА, не более	Интегральная чувствительность, мА/лкс (мкА/лкс), не менее
ФДК-1	ø1	0,5...1,1	0,8...0,9	20	3	3
ФДК-1В	ø1	0,5...1,1	0,8...0,9	—	3	3
ФД-3К	ø1,13	0,5...1,1	0,8...0,9	15	0,5	3
ФД-7К	ø10	0,4...1,1	0,8...0,86	27	5	$4,7 \cdot 10^{-1}$
ФД-8К	2x2	0,5...1,12	0,85...0,92	20	1	$6 \cdot 10^{-3}$
ФД-10КП	Ø 0,5	0,5...1,05	0,82...0,92	10	0,005	3
ФД-17К	ø10	0,55...1,1	0,82...0,92	15	10	$4,7 \cdot 10^{-1}$
ФД-24К	ø10	0,47...1,1	0,75...0,85	27	2,5	$4,7 \cdot 10^{-1}$
ФД-27К	1,9x19	0,4...1,1	0,8...0,95	20	1	$7,5 \cdot 10^{-3}$

В этом узле фотодиод 1 вместе с оправой 6 можно перемещать достаточно точно вдоль оптической оси в несущем корпусе 5. Перемещение фотодиода и закрепление его в нужном положении осуществляют с помощью двух регулировочных винтов 3 с мелкой резьбой.

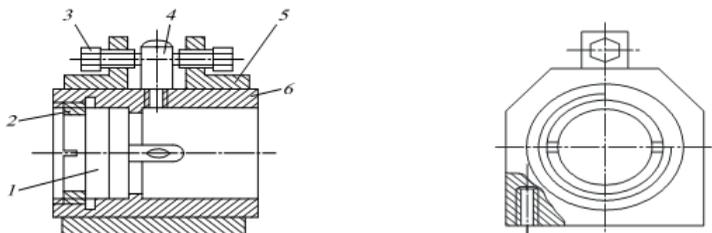


Рис. 2.15. Узел приемника излучения с осевым перемещением фотодиода:

1- фотодиод; 2- гайка; 3- винт; 4- штырь; 5- корпус; 6 – оправка

При эксплуатации таких узлов часто возникает необходимость в защите фотодиода от вибрационных колебаний объекта, на котором он установлен.

#### 2.4.2. Физические процессы в лавинных фотодиодах

Полупроводниковый фотоприбор называют **p-n** - диодом, если в нем области с **p**- и **n**- проводимостями практически непосредственно граничат друг с другом, а промежуточная ширина  $i$ -области в структуре диода мала (рис.2.16,а). В **p-i-n** фотодиоде ширина  $i$ -области (слабелегированного или обедненного полупроводника **n**- типа) может быть значительной по своим размерам и достигать 2—3,5 мкм. При этом электрическое поле действует только в пределах  $i$ -области, имея резко выраженный максимум интенсивности возле ее границы с **p**- областью, на наружную поверхность которой падает свет (рис.2.16,а). Лучшие типы **p-i-n**-фотодиодов имеют квантовую эффективность порядка 65-70% и широко используются в промышленных устройствах автоматики, а также в волоконно-оптических линиях связи (ВОЛС) в качестве фотодетекторов при условии достаточной оптической мощности сигналов, поступающих на фотодетектор после прохождения по оптоволокну (ОВ) [44]. Если оптические сигналы слабы и ниже порога чувствительности **p-i-n**- фотодиода, то применяют фотодиоды нового типа (ЛФД) [44,48] в которых имеет место «лавинный» эффект при размножении носителей тока «путем ударной ионизации». Главным отличием лавинного фотодиода (ЛФД) от обычного фотодиода является внутреннее усиление сигнала, базируемое на лавинном электронном умножении сигнала при добавлении **p** – слоя (**p+-i-p-n+**), где + означает сильное легирование полупроводника (рис.2.16,б). При воздействии света на **i**-слой (поглощении фотонов) образуются электронно-дырочные пары, что обеспечивает направленное движение носителей к соответствующим полюсам при незначительном внутреннем поле. Попадание свободных электронов из **i**- слоя в **p**- слой значительно ускоряется из-за высокого электрического поля в **p**- слое и создает условия для выбивания (возбуждения) других электронов из валентной зоны в зону проводимости.

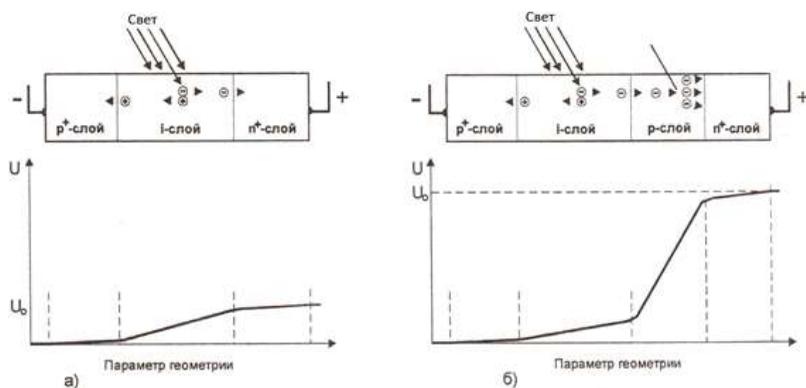


Рис. 2.16. Структура, включение и распределение потенциала:

$p-i-n$ - фотодиода (а); лавинного фотодиода (б)

Это возможно, когда электрон, принадлежащий электронно-дырочной паре, образовавшейся при поглощении фотона, вызывает в полупроводнике ударную ионизацию атома; от последнего отщепляется новый электрон, вызывающий ударную ионизацию другого атома и т. д. В результате «возникновения» лавинного эффекта при поглощении фотона и образования первоначальной одной электронно-дырочной пары в таком фотодиоде могут быть быстро получены десятки, сотни или даже тысячи вторичных пар (рис.2.17). Электроны, освободившиеся при образовании вторичных пар, поступают в выходную цепь фотодиода, и лавинный эффект при размножении носителей приведет к усилению выходного тока фотодиода [45,48].

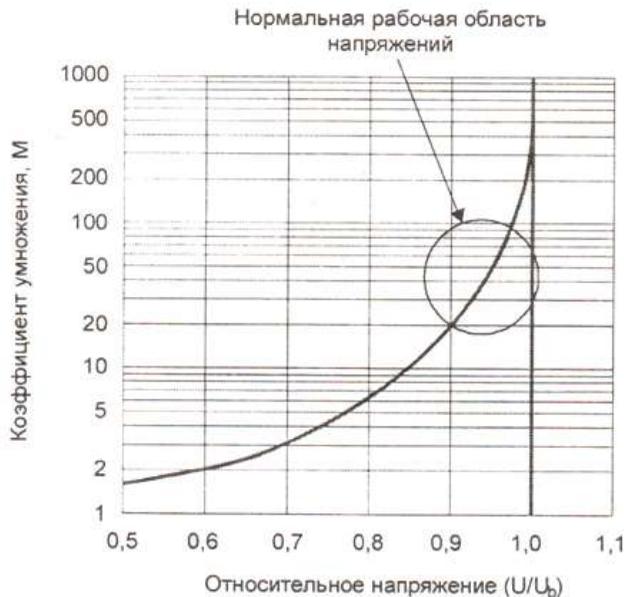


Рис. 2.17. Зависимость формирования электронно-дырочных пар в лавинном фотодиоде

Таким образом, для возникновения **лавинного** эффекта в ФД необходимо:

- создать в приборе более сложную структуру (n-p-i-p<sup>+</sup>) чередующихся слоев полупроводника с различной проводимостью, состоящую, например, из тонкого наружного слоя n- типа, под которым располагается слой p-типа, слаболегированный акцепторной примесью, затем широкой i-области и, наконец, слоя типа p<sup>+</sup>, сильнолегированного акцепторной примесью;

- значительно повысить (по сравнению с p-i-n- фотодиодом) напряжение обратного смещения для того, чтобы носители тока, образовавшиеся при поглощении фотонов в наружных слоях полупроводника (n- и p-области), пройдя через зону действия сильного электрического поля, обладали энергией, достаточной для возбуждения многократно повторяющегося процесса ударной ионизации». Следовательно, главным отличием ЛФД от обычного ФД является внутреннее усиление сигнала, обусловленное лавинным электронным умножением этого сигнала (в М раз) под воздействием высокого электрического поля. Коэффициент умножения М определяется по эмпирической формуле [44]:

$$M = 1 / \{1 - (U/U_b)^n\},$$

(2.6)

где  $U$  – напряжение внешнего обратного смещения,  $U_v$  – напряжение обратного смещения ( $U_v \geq 100$  В), при котором наступает электрический пробой (breakdown) фотодиода;  $n$  – число, принимаемое в диапазоне от 3 до 6. Коэффициент умножения  $M$  обычно выбирается из диапазона 30-100. Следует отметить повышенную температурную чувствительность коэффициента  $M$  лавинного ФД, компенсация которой возможна введением дополнительной термостабилизации в целом устройства преобразования светового потока в фототок.

### 2.4.3. Оптроны

Оптроны имеют в своей основе общий физический принцип действия и составляют семейство приборов некогерентной оптоэлектроники [49]. Оптронами называют приборы, состоящие из источника и приемника излучения (света) с определенными видами электрической и оптической связи между ними (рис. 2.18). Оптроны (элементарные оптроны) могут выполняться с использованием в качестве фотоприемников не только фотодиодов, но и фоторезисторов, фототранзисторов, фототиристоров [39,49] и т.д. Для успешной работы оптрона важен не столько тип фотоприемника, сколько его согласованность со светодиодом по спектральным характеристикам. Максимум спектральной чувствительности фотоприемника должен совпадать с максимумом излучения светодиода. По степени сложности структурной схемы изделия оптронной техники классифицируются [50]:

- оптоэлектронные интегральные микросхемы: переключательные, коммутационные, релейные, линейные, функциональные, индикаторные;
- специальные виды оптронов с открытым оптическим каналом, с гибким световодом, с управляемым оптическим каналом.

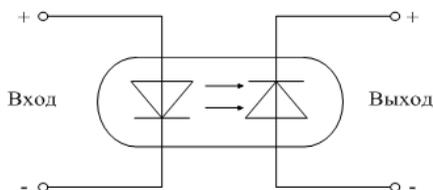


Рис. 2.18. Схема оптрона со световым дном (слева) и фотодном (справа)

В МС оптоэлектронные приборы могут использоваться для гальванической развязки электронных схем, а также в качестве ключевых элементов, различных датчиков и согласующих устройств передачи информации в СУ и т.д. Подробную информацию о параметрах фотоэлементов с внутренним фотоэффектом, особенностях применения можно найти в [46,49,50].

Следует отметить, что каждый вид фотоэлементов (с внутренним фотоэффектом) имеет ряд своих специфических характеристик и параметров. Общими для всех элементов являются следующие характеристики:

1) спектральные характеристики, т.е. зависимости тока, протекающего через фотоэлемент, от длины волны освещающего монохроматического излучения;

2) световые характеристики, т.е. зависимости фототока от светового потока или освещенности;

3) вольтамперные характеристики, т.е. зависимости тока от напряжения на фотоэлементе. У фототранзистора вольтамперную характеристику часто называют выходной;

4) частотные характеристики (ЧХ), т.е. зависимости фототока от частоты модуляции светового потока, характеризуют инерционность оптоприбора;

5) температурные характеристики, т.е. зависимости основных параметров от температуры.

К основным параметрам фотоэлементов с внутренним фотоэффектом следует отнести:

- интегральную чувствительность, определяемую как отношение приращения фототока к вызвавшему его световому потоку. Для фотосопротивления (ФР) интегральная чувствительность составит:

$$S_{\text{фс}} = \frac{\Delta I}{\Phi} = \frac{I - I_T}{\Phi} = \frac{U}{\Phi} \left( \frac{1}{R} - \frac{1}{R_T} \right) = \frac{U}{\Phi R_T} \frac{\Delta R}{(R_T - \Delta R)}, \quad (2.7)$$

где  $I_T$  - темновой ток фотосопротивления;  $R_T$  - темновое сопротивление;

$\Delta R = (R - R_T)$  – изменение сопротивления при освещении.

Так как параметр  $S_{\text{фс}}$  зависит от питающего напряжения, часто пользуются понятием удельной интегральной чувствительности, относя значение  $S_{\text{фс}}$  к напряжению на фотосопротивлении, равному 1 В:

$$S_{\text{фсуд}} = \frac{\Delta I}{\Phi} \frac{1}{U}, \quad \left( \frac{\text{мкА}}{\text{В} \cdot \text{лм}} \right). \quad (2.8)$$

Интегральной чувствительностью вентильного фотоэлемента называют отношение тока короткого замыкания  $I_{\text{кз}}$  к световому потоку:

$$S_{\text{вф}} = \frac{I_{\text{кз}}}{\Phi}, \quad \left( \frac{\text{мкА}}{\text{лм}} \right). \quad (2.9)$$

Для фотодиода интегральную чувствительность определяют как:

$$S_{\text{фд}} = \frac{\Delta I}{\Phi}, \quad \left( \frac{\text{мкА}}{\text{лм}} \right), \quad (2.10)$$

где  $S_{\text{фд}}$  зависит от напряжения питания (за счет изменения ширины р-п-перехода) и обычно измеряется при напряжении 1 В. Для фототранзистора:

$$S_{\text{фт}} = \frac{\Delta I_{\text{к}}}{\Phi}, \quad \left( \frac{\text{мкА}}{\text{лм}} \right). \quad (2.11)$$

Параметр  $S_{\text{фт}}$  обычно определяется в номинальном режиме.

Специфичным параметром фотодиода и фототранзистора является выходное сопротивление, т.е.  $R_{\text{вых}} = \frac{\partial I}{\partial U}$  в рабочей

точке. Дополнительно фототранзистор характеризуется еще одним специфичным параметром: **световым эквивалентом** электрического сигнала  $K_{\text{сэ}}$ , определяемым из условия равенства тока коллектора неосвещенного транзистора при заданном токе базы  $\Delta I_{\text{к}} = \beta \cdot I_{\text{б}}$  и тока коллектора фототранзистора со свободной базой при наличии освещения:  $\Delta I_{\text{к}} = S_{\text{фт}} \cdot \Phi$ , следовательно:

$$K_{\text{сэ}} = \frac{\Phi}{I_{\text{б}}} = \frac{\beta}{S_{\text{фт}}}. \quad (2.12)$$

КПД является специфичным параметром вентильных фотоэлементов, используемых для преобразования энергии солнечного излучения в электрическую энергию.

## 2.5. Транзисторы, их характеристики и особенности включения

Транзистором называют полупроводниковый прибор, содержащий трехслойную полупроводниковую структуру, в которой чередуются слои с электропроводностью  $p$ - и  $n$ - типа [51]. Наличие в структуре двух типов полярностей и обусловило термин «биполярный». Средний слой структуры биполярного транзистора может быть изготовлен, как с электропроводностью дырочной -  $p$ , так и электронной -  $n$  типа (тогда соответственно транзисторы называются  $p-n-p$  и  $n-p-n$  типа). Транзисторы производятся на германиевой (Г или 1) и кремниевой (К или 2) основах, на соединениях галлия А (арсенид галлия А или 3) и фосфид индия (И или 4), предназначены для работы в схемах, как в усилительных (непрерывных), так и в ключевых режимах [52]. В транзисторе имеются три области: эмиттерная, базовая и коллекторная (рис. 2.19).

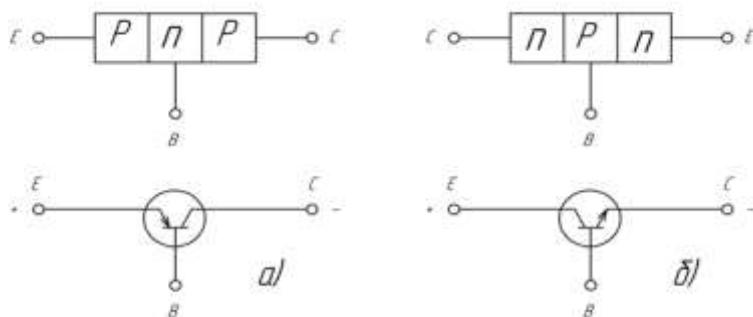


Рис.2.19. Структура и графическое обозначение биполярных транзисторов

В транзисторе типа  $p-n-p$  левая область является источником потока дырок и называется эмиттером ( $E$ ), а правая, которая собирает инжектированные дырки, - коллектором ( $C$ ). Средняя область называется базой ( $B$ ). В транзисторе  $n-p-n$ , наоборот, правая область является эмиттером, а левая коллектором. Для формирования заданного тока в цепи коллектора

$p-n-p$  транзистора необходимо на эмиттерный  $p-n$  переход подать прямое напряжение, а на коллекторный – обратное. Кратко следует пояснить, что широкое применение находят три схемы включения транзистора в режиме усиления (ГОСТ 2.710-81). В зависимости от того, присоединен ли эмиттер, коллектор или база

к общей точке, различают схемы соответственно с общим эмиттером (ОЭ), общим коллектором (ОК) и общей базой (ОБ). Изменяя ток базы, например, транзистора VT1 (ГТ308А), как показано на рис. 2.20, можно получить входные вольтамперные характеристики **p-n-p** транзистора  $I_3 = f(U_{3б})$  при изменении базового тока  $I_б$  - тока управления транзистором. Семейство статических входных характеристик испытуемого транзистора VT1, полученных при включении с общей базой, приведено на рис. 2.21. Характеристики в области значений входного напряжения  $U_{3б} \approx 0, 1..0,3$  В достаточно нелинейны и становятся почти прямолинейными при увеличении  $U_{3б}$ .

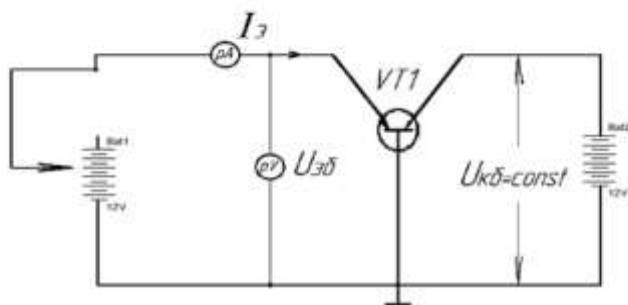


Рис. 2.20. Определение входных характеристик  $I_3 = f(U_{3б})$  при  $U_{кб} = \text{const}$

Следует отметить, что такие характеристики для различных значений напряжения  $U_{кб}$  в пределе до максимального рабочего очень близки друг к другу, а поэтому для расчётов используют входную характеристику при среднем рабочем напряжении на коллекторе, принимаемом равным  $U_{кб} = 5$  В [52]. Входное сопротивление транзистора ( $R_{вх \text{ о.б.}}$ ) току сигнала (в рабочей точке О, рис. 2.21) можно определить из соотношения:

$$R_{вх \text{ о.б.}} = \Delta U_{3б} / \Delta I_3 = (0,35 - 0,11) / 22 \cdot 10^{-3} = 10,9 \text{ Ом} \quad (2.13)$$

при  $U_{кб} = \text{const}$ , где  $\Delta U_{3б}$ ,  $\Delta I_3$  - приращения соответствующих величин определяют по касательной к характеристике, проведённой через «рабочую» точку О.

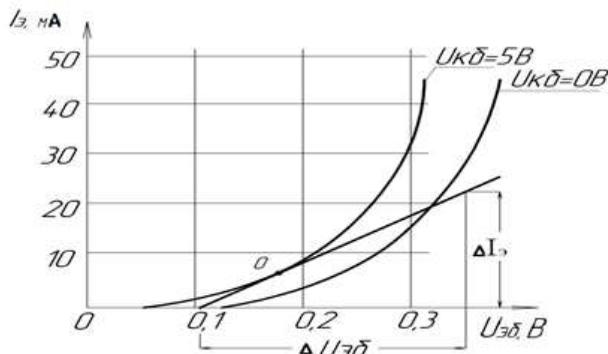


Рис. 2.21. Входные характеристики транзистора ГТ308А

Для расчёта электронных узлов, устройств М и РТС на транзисторах необходимо располагать также семейством выходных статических характеристик, определяемых по схеме включения транзистора с ОБ (рис. 2.22).

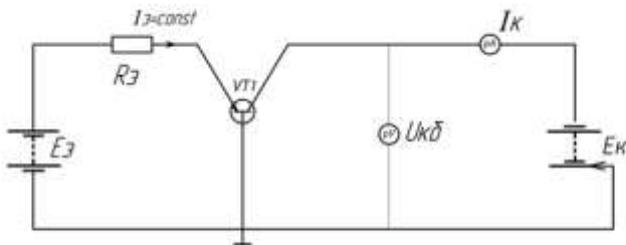


Рис. 2.22. Схема для снятия выходных характеристик транзистора ГТ308А, включенного с общей базой

Искомая зависимость тока коллектора от напряжения между коллектором и базой  $I_k = f(U_{кб})$  для различных значений тока эмиттера  $I_э$  приведена на рис.2.23. Здесь видна линейность выходных характеристик, расположенных практически параллельно оси напряжения  $U_{кб}$ , при соответствующих приращениях тока  $\Delta I_k$  равных 10 мА. Выходное сопротивление транзистора току сигнала в рабочей точке  $R_{вых.о.б.}$  можно определить по выражению:  $R_{вых.о.б.} = \Delta U_{кб} / \Delta I_k$  при  $I_э = const$ , взятые по касательной к статической характеристике. В частности, по рис. 2.23 значение выходного сопротивления  $R_{вых.о.б.}$  определяют в виде:

$$R_{вых.о.б.} = \Delta U_{кб} / \Delta I_{к1} = (25 - 5) / 0,25 \cdot 10^{-3} = 80000 \text{ Ом} \quad (2.14)$$

Отношение  $\Delta I_k / \Delta I_э$  при  $U_{кб} = const$  представляет собой вели-

чину коэффициента усиления по току  $\alpha$  при коротком замыкании выходной цепи, т.е.  $R_n = 0$ , тогда значение  $\alpha$  составит:

$$\alpha = \Delta I_{k2} / \Delta I_{\beta} = 9,75 \cdot 10^{-3} / (20 - 10) \cdot 10^{-3} = 0,975 \quad (2.15)$$

При расчёте усилительных электронных узлов с использованием транзисторов, включённым с ОЭ, также используют выходные и входные характеристики, т. е. зависимость тока коллектора от напряжения между коллектором и эмиттером  $I_k = f(U_{кэ})$  для различных значений тока базы  $I_{\beta}$  и зависимость тока базы от напряжения между эмиттером и базой  $I_{\beta} = f(U_{\beta э})$  для различных значений напряжения между коллектором и эмиттером ( $U_{кэ}$ ).

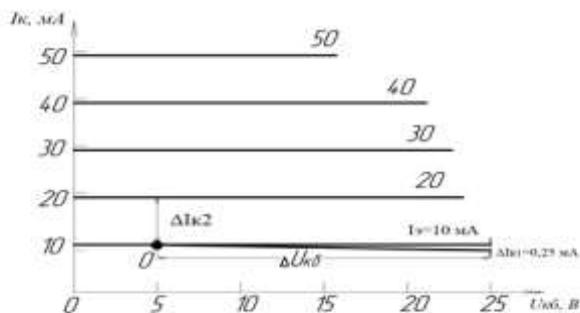


Рис. 2.23. Выходные характеристики транзистора ГТ308А

Семейство выходных статических характеристик транзистора ГТ308А в режиме усиления, включенного по схеме рис. 2.24., можно получить экспериментально (с учетом температуры окружающей среды, например, равной + 20...50° С).

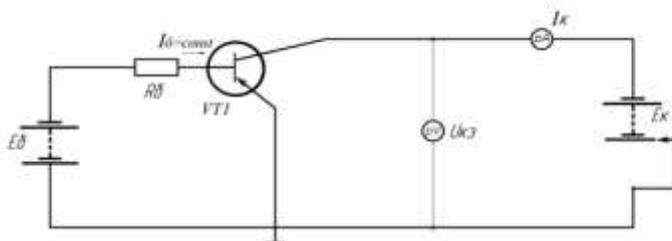


Рис. 2.24. Схема для снятия выходных характеристик транзистора ГТ308А, включённого с общим эмиттером

Здесь выходное сопротивление  $R_{\text{вых о.э.}}$  транзистора VT1 току сигнала в рабочей точке (O) представляет собой отношение  $\Delta U_{\text{кэ}}/\Delta I_{\text{к}}$  при  $I_{\text{б}} = \text{const}$ . При этом значения  $\Delta U_{\text{кэ}}$  и  $\Delta I_{\text{к}}$  определяют также по касательной, проведённой к статической характеристике (рис. 2.25). Анализ зависимостей показывает значительное сближение выходных характеристик при больших токах базы. Резкое падение характеристик при таком включении происходит при небольших напряжениях на коллекторе  $U_{\text{кэ}}$ . Так как характеристики образуют заметный угол с горизонтальной осью, выходное сопротивление  $R_{\text{вых о.э.}}$  можно определить достаточно точно. Отношение  $\Delta I_{\text{к}}/\Delta I_{\text{б}}$  при  $U_{\text{кэ}} = \text{const}$  представляет собой величину коэффициента усиления транзистора по току  $\beta$  при сопротивлении нагрузки, равной нулю, т. е. при коротком замыкании выходной цепи. В соответствии с рис. 2.25 можно определить  $R_{\text{вых о.э.}}$  транзистора VT1 (ГТ308А) по выходным характеристикам, включенного с ОЭ, для выбранной рабочей точки «O» по соотношению:

$$R_{\text{вых о.э.}} = \Delta U_{\text{кэ}}/\Delta I_{\text{к1}} = (8-2)/1,5 \cdot 10^{-3} = 4000 \text{ Ом}, \quad (2.16)$$

а коэффициент усиления по току составит:

$$\beta = \Delta I_{\text{к2}}/\Delta I_{\text{б}} = (16 - 7) \cdot 10^{-3} / (400 - 200) \cdot 10^{-6} = 45. \quad (2.17)$$

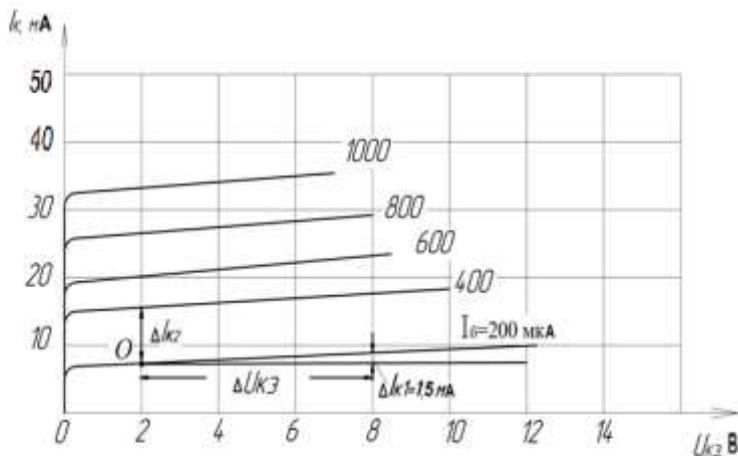


Рис. 2.25. Выходные характеристика транзистора ГТ308А для включения с общим эмиттером

Выражения (2.15) и (2.17) позволяют определить соотношение между  $\alpha$  и  $\beta$ , если воспользоваться равенством  $\Delta I_{\text{б}} = \Delta I_{\text{э}} - \Delta I_{\text{к}}$  и в выражении (2.17) произвести замену  $\Delta I_{\text{б}}$ , тогда значение  $\beta$  составит:

$$\beta = \Delta I_k / \Delta I_b = \Delta I_k / \Delta I_{\varepsilon} - \Delta I_k = 1 / (\Delta I_{\varepsilon} / \Delta I_k - 1) \quad (2.18)$$

Если учесть, что соотношение  $\Delta I_{\varepsilon} / \Delta I_k = 1/\alpha$ , то можно записать:

$$\beta = \alpha / (1 - \alpha) \quad (2.19)$$

Анализ выражений (2.14) и (2.16) показывает, что выходное сопротивление транзистора при включении с ОЭ обычно меньше, чем выходное сопротивление при включении по схеме с ОБ. Семейство входных статических характеристик  $I_b = f(U_{бэ})$  при  $U_{кэ} = \text{const}$  транзистора (ГТ308А), снятых по схеме с ОЭ (рис. 2.26) и температуре транзистора 20°C, приведено на рис. 2.27. Здесь в области малых токов  $I_b$  кривые примерно экспоненциальны, а при больших токах — линейны. Входная характеристика для  $U_{кэ} = 0$  (нулевая характеристика) далеко отстоит от остальных характеристик семейства, которые между собой могут быть расположены значительно ближе. В справочниках обычно приводят две входные характеристики: для напряжения  $U_{кэ} = 0$  и среднего значения напряжения между коллектором и эмиттером  $U_{кэ} = 5\text{В}$ .

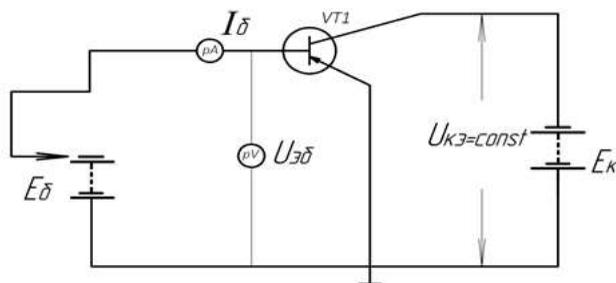


Рис. 2.26. Включение транзистора ГТ308А при определении входных характеристик по схеме с общим эмиттером

Входное сопротивление транзистора току сигнала в рабочей точке при включении с общим эмиттером  $R_{вх.о.э}$  представляет собой отношение  $\Delta U_{бэ} / \Delta I_b$  при  $U_{кэ} = \text{const}$ ; где  $\Delta U_{бэ}$  и  $\Delta I_b$  определяют по касательной к характеристике, проведённой через рабочую точку О. Входные характеристики транзистора (при включении с ОЭ) по виду аналогичны входным характеристикам при включении с ОБ. По входным характеристикам (рис. 2.27) можно определить  $R_{вх.о.э}$  для выбранной рабочей точки О по соотношению:

$$R_{вх.о.э} = \Delta U_{бэ} / \Delta I_b = (0,35 - 0,17) / 0,75 \cdot 10^{-3} = 240 \text{ Ом} \quad (2.20)$$

Из сопоставления значений  $R_{вх.о.э}$  (2.20) и  $R_{вх.о.б.}$  (2.13) для конкретной схемы включения транзистора (с рабочей точкой  $O$ ) можно заключить, что  $R_{вх.о.э} \gg R_{вх.о.б.}$ , что следует учитывать при проектировании ЭУ. Статические параметры транзисторов характеризуют поведение приборов при постоянном токе, динамические - их частотно-временные свойства, предельные параметры которых определяют область устойчивой и надежной работы.

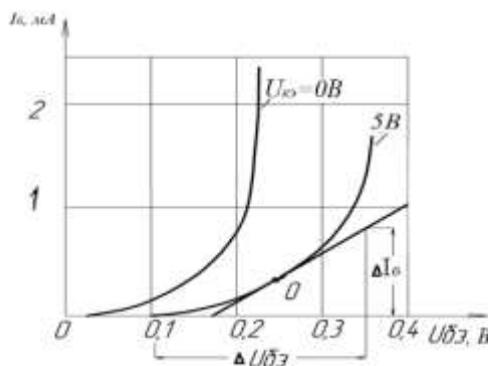


Рис. 2.27. Входные характеристики транзистора ГТ308А при включении с общим эмиттером

Основными параметрами, используемыми при выборе типа биполярного транзистора, являются [51,52]:

- максимально допустимый импульсный ток коллектора;
- максимально допустимое импульсное напряжение коллектор – эмиттер;
- статический коэффициент передачи тока;
- максимально допустимая постоянная рассеиваемая мощность коллектора;
- времена включения и выключения, определяющие быстрдействие транзистора в ключевых режимах.

Для расчета схемы с транзистором, включённым с ОК, используют статические характеристики для включения с ОЭ, т. е. характеристики зависимости  $I_k = f(U_{кэ})$  для различных значений  $I_б$  и характеристики зависимости  $I_б = f(U_{бэ})$  для различных значений  $U_{кэ}$ . При использовании силовых полупроводниковых приборов (СПП), в частности, транзисторов в ЭУ в качестве ключевых элементов, следует учитывать режимы предельно допустимых параметров работы ключа: граничные значения напряжений и токов, максимально возможную рассеиваемую мощность, предельно допустимые температуры переходов и корпуса прибора. При этом

необходимо располагать, кроме вольтамперных характеристик, также и другими параметрами транзисторов, например, в системе параметров:  $Z$ ,  $Y$ ,  $h$ , которые широко применяются (при расчетах на ЭВМ) достаточно сложных транзисторных схем различных ЭУ [51].

### **2.5.1. Характеристики транзисторов в системе $h$ - параметров**

Для расчета ЭУ с применением транзисторов необходимо знать их параметры, характеризующие свойства транзистора как полупроводникового прибора, управляемого током, а именно:  $h_{11}$ - входное сопротивление транзистора при коротком замыкании на его выходе;  $h_{22}$ - выходная проводимость транзистора при холостом ходе на его входе;  $h_{21}$ - коэффициент передачи тока транзистора при коротком замыкании на его входе,  $h_{12}$ - обратный коэффициент передачи напряжения транзистора при холостом ходе на его входе [51,52]. Следует отметить, что  $h$ - параметры можно определить экспериментально, поскольку при малом входном и высоком выходном сопротивлении транзистора сравнительно легко осуществить режимы короткого замыкания на выходе и холостого хода на входе транзистора. В зависимости от схемы включения транзистора индекс  $h$ -параметров, кроме двух цифр, содержит еще буквенное обозначение, определяющее схему включения транзистора. Например,  $h_{116}$ - входное сопротивление транзистора с ОБ;  $h_{21э}$ - коэффициент передачи тока транзистора с ОЭ. В справочниках приводятся также коэффициенты передачи тока:  $\alpha$ - коэффициент передачи тока транзистора в схеме с ОБ;  $\beta$ - коэффициент передачи тока транзистора в схеме с ОЭ. При расчетах схем используют соотношения  $\alpha = h_{216}$  и  $\beta \approx h_{21э}$ .

Для различных схем включения транзистора между  $h$ - параметрами существуют однозначные соответствия, приведенные в виде формул (таблица 2.3), связывающие между собой  $h$ - параметры схем с ОЭ, ОБ, ОК.

Таблица 2.3.  $h$  - параметры различных схем включения транзистора

Схема с ОБ	Схема с ОЭ	Схема с ОК
$h_{116} = \frac{h_{113}}{1 + h_{213}} \approx h_{113}/h_{213}$	$h_{113} = h_{116} (1 + h_{213}) \approx h_{116} h_{213}$	$h_{11K} = h_{113}$
$h_{216} = \frac{h_{213}}{1 + h_{213}}$	$h_{213} = \frac{h_{216}}{1 - h_{216}}$	$h_{21K} = 1 + h_{213} \approx h_{213}$
$h_{226} = \frac{h_{223}}{1 + h_{213}} \approx h_{223}/h_{213}$	$h_{223} = h_{226} (1 + h_{213}) \approx h_{226} h_{213}$	$h_{22K} = h_{223}$
$h_{126}$	$h_{223} = \frac{h_{116} h_{223}}{1 - h_{216}} - h_{216}$	$h_{12K} = 1$

Кроме  $h$ -параметров при расчетах используются и другие параметры транзисторов:  $f_{h213}$ - предельная частота передачи тока транзистора в схеме с ОЭ  $U_{КБ \text{ макс}}$  и  $U_{КЭ \text{ макс}}$  - соответственно максимально допустимые значения напряжений между коллектором и базой и между коллектором и эмиттером;  $I_{к. \text{ макс}}$  - максимально допустимое значение тока коллектора;  $R_{к. \text{ макс}}$  - максимально допустимая мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора;  $I_{КБ0}$ - обратный ток коллектора;  $C_{к}$ - емкость коллекторного перехода;  $\rho_{б}$ - объемное сопротивление базы;  $t_{п \text{ макс}}$ - максимальная температура коллекторного перехода. Иногда в справочниках приводится предельная частота передачи тока транзистора в схеме с ОБ  $f_{h216}$  или граничная частота транзистора  $f_r \approx f_{h216}$ . В этом случае:

$$f_{h213} = f_{h216}/(1 + h_{213}) \approx f_{h216}/h_{213}. \quad (2.21)$$

Основные параметры транзисторов можно найти в справочниках, в частности в [22,41,42,52], где изложены основные положения и методы расчета типовых ЭУ. Задачи проектирования высокостабильных транзисторных схем сегодня успешно решаются с использованием топологических методов [53]. Исходными структурами для применения методов являются полюсные и сигнальные графы, отражающие совокупность соединенных определенным образом многополюсных элементов, включая активные элементы (биполярные и униполярные транзисторы, микросхемы), и пассивные элементы (резисторы, конденсаторы, индуктивности, трансформаторы), представленные соответствующими расчетны-

ми  $h$ - параметрами комплектующих элементов.

Однако надежная работа полупроводниковых переключающих устройств (например, транзисторов) возможна только при организации **области безопасных режимов** (ОБР), которая определяется схемотехническим решением электронного узла и формируется в процессе проектирования ЭУ. Под область безопасных режимов следует понимать совокупность электрических характеристик, в рамках которых СПП надежно работает без ухудшения его характеристик и параметров [13,52]. Естественно, в режимах переключения из открытого состояния в закрытое, и наоборот, в структуре транзистора выделяется повышенная мощность. Здесь следует учитывать также характер нагрузки: активная и индуктивная, а токи импульсные и непрерывные. Процесс переключения характеризуется конечными значениями времен спада, нарастания тока и напряжения на СПП и зависит от совершенства разработанных схемотехнических решений по защите прибора от перенапряжений, завышенных потерь и возможных предаварийных режимов (рис.2.28). Зависимости, характеризующие изменения токов и напряжений на интервалах коммутации СПП, называются траекториями переключения. Для обеспечения «желаемых» зависимостей часто принимают специальные схемотехнические меры, изменяющие траектории переключения таким образом, что выделяемая при переключениях мощность уменьшается. При использовании транзистора в импульсном режиме, особенно при повышенных частотах, значения коммутируемых токов и напряжений должно быть значительно меньше (50-60% от предельно допустимых значений).

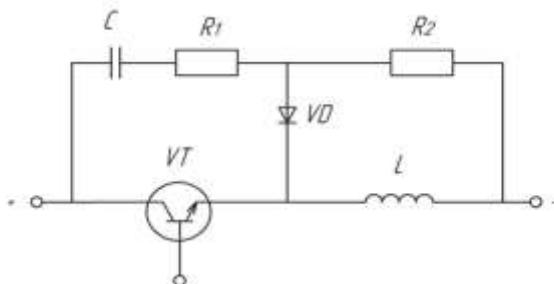


Рис. 2.28. Дополнительные цепи формирования траектории переключения транзистора

На рис. 2.28 приведена схема включения транзистора  $VT$  с дополнительной цепью, формирующей траекторию переключения. Установка в цепь конденсатора  $C$  ведет к замедлению процесса нарастания напряжения  $U_{кэ}$  транзистора  $VT$  в момент подачи напряжения, а контур ( $R_2$  - диод  $VD$  - реактор  $L$ ) обеспечивает протекание тока самоиндукции дросселя  $L$ , исключает режим перенапряжения на транзисторе в момент закрытия. Следовательно, увеличение длительности фронтов нарастания напряжения и тока при выключении и включении транзистора сопровождается уменьшением мгновенных значений мощности, выделяемой при коммутации. Однако этот эффект достигается ухудшением частотных свойств ключевого элемента, а наличие  $RC$ -цепи усложняет схему и приводит к дополнительным потерям электрической мощности в активных ее элементах  $R_1, R_2$ .

Современные биполярные транзисторы изготавливаются на основе монокристаллического кремния по диффузионной технологии с использованием планарного процесса. Совершенствование диффузионно-планарной технологии и использование методов двойной диффузии позволили получить многоканальную структуру мощных МДП - транзисторов [13,52], имеющую повышенную внутреннюю защиту при коммутационных процессах.

### 2.5.2. Принцип работы фототранзистора и схемы его включения в ЭУ

**Фототранзистор (ФТ)** – это приемник лучистой энергии, имеющий направленное движение носителей тока и обладающий свойством усиления фототока, где переход коллектор-база представляет собой фотодиод. Ток фотодиода является базовым током транзистора, который управляет его коллекторным током. Фототранзисторы – обычные транзисторы (биполярные, полевые, МДП - транзисторы) со свето пропускающими окнами в корпусе, где вместо тока базы для управления используется световой поток. Рабочее напряжение составляет  $10 - 15$  В, темновой ток  $10 - 10^2$  мкА, световой (рабочий) ток – десятки миллиампер, максимально допустимая рассеиваемая мощность достигает десятков милливатт, граничная частота зависит от способа изготовления и может находиться в пределах от нескольких килогерц до нескольких мегагерц. Недостаток фототранзисторов – сравнительно высокий уровень собственных шумов. Конструктивно фототранзистор представляет собой полупроводник с чередующимися областями электронной и дырочной проводимости (рис. 2.29).

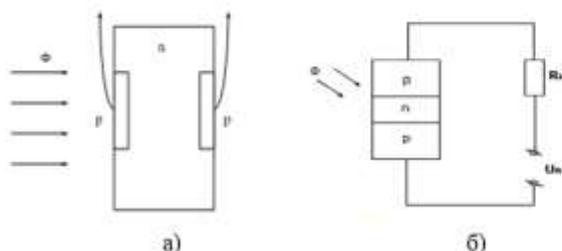


Рис.2.29. Структура фототранзистора а), схема включения фототранзистора с общим эмиттером и свободной освещенной базой (б)

Подобно обычным полупроводниковым транзисторам, существуют фототранзисторы, как p-n-p -типа, так и n-p-n -типа. В связи с тем, что характеристики обоих типов фототранзисторов практически не отличаются, в дальнейшем будем рассматривать только фототранзисторы p-n-p -типа.

Наиболее распространенной схемой включения фототранзистора является схема включения с общим эмиттером при  $I_{\sigma} = 0$ . При освещении области базы под действием света в ней образуются пары электрон-дырка. Неосновные носители (дырки) диффундируют в коллекторную и эмиттерную области ФТ, при этом дырки, которые подходят к коллекторному переходу, увеличивают ток коллектора, как и в фотодиодах. Возникающие же в базе одновременно с дырками неравновесные электроны, которые представляют собой основные носители тока для базовой области, находятся в потенциальной яме и не могут покинуть базу. Возникновение в базе «нескомпенсированного» отрицательного объемного заряда вызывает понижение потенциального барьера на эмиттерном переходе и приводит к резкому росту инжекции дырок в базу из эмиттера. Дырки, «инжектированные» эмиттером в базу, доходят до коллекторного перехода и увеличивают ток коллектора в гораздо большей степени, нежели дырки, возникшие в базе непосредственно под действием света. Таким образом, фототок усиливается, чем и объясняется большая чувствительность фототранзисторов по сравнению с фотодиодами. Нетрудно показать, что интегральная чувствительность фототранзистора с освещаемой областью базы, включенного согласно рис. 2.29,б, в  $1/(1-\alpha)$  раз больше, чем чувствительность ФД, образованного пе-

реходом база – коллектор [35,50]:

$$S_{\text{ФТ}} = s_{\text{ФД}} / (1 - \alpha) \quad (2.22)$$

где  $\alpha$  - коэффициент передачи тока эмиттера. Однако гра-

ничная частота у ФТ существенно ниже, чем у ФД, и составляет порядка 300 кГц.

Выходные характеристики фототранзистора  $I_k = f(U_k)$ , при  $\Phi = \text{const}$ , включенного по схеме с ОЭ и свободной базой, при освещении базы различными световыми потоками (рис. 2.29,б) аналогичны характеристикам обычного полупроводникового транзистора, работающего по схеме с ОЭ при различных токах базы (рис.2.30).

Следовательно, нужное приращение тока коллектора в ФТ можно получить в результате увеличения либо светового потока, либо – тока базы. Поэтому фототранзистор является прибором с двумя управляющими входами; световым и электрическим. Электрический вход обычно используется для задания электрического режима фототранзистора и стабилизации его рабочей точки при изменении температуры нагрева р-п перехода. Наибольшее распространение получила схема с ОЭ, изображенная на рисунке 2.30.

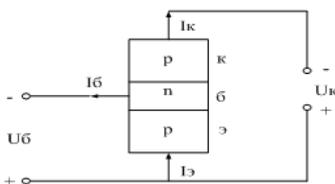


Рис. 2.30. Схема включения фототранзистора с общим эмиттером

Для схемы рис. 2.30 можно записать уравнения токов:

$$\left. \begin{aligned} I_k &= \alpha I + I_{k0} \\ I_\delta &= I_k + I_\delta \end{aligned} \right\}, \quad (2.23)$$

где  $\alpha$  – коэффициент передачи тока эмиттера;  $I_{k0}$  – ток через коллекторный переход при токе эмиттера равном нулю. Решая совместно уравнения (2.23), можно получить соотношение:

$$I_k = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_\delta + \frac{I_{k0}}{1-\alpha} = \beta I_\delta + \frac{I_{k0}}{1-\alpha}, \quad (2.24)$$

где  $\beta$  – коэффициент усиления транзистора по току в схеме с общим эмиттером.

Если не требуется суммирования электрического и оптического сигналов, фототранзистор обычно работает со свободной базой. При подаче на такой «затемненный» фототранзистор напряжения

$I_{\kappa}$  величина коллекторного тока, согласно (2.24), составит:

$$I_{\kappa 0}^* = \frac{I_{\kappa 0}}{1 - \alpha}. \quad (2.25)$$

Несмотря на то, что эмиттерный переход включен в прямом направлении, «инъектируемый» им ток достаточно мал, так как при оборванном выводе базы ( $I_{\delta} = 0$ ) в нее не могут поступать электроны для компенсации положительного объемного заряда инжектируемых дырок. Этот нескомпенсированный положительный заряд создает поле, препятствующее сильной диффузии дырок в базу, т.е. понижение потенциального барьера эмиттерного перехода оказывается небольшим [46,48].

При освещении области базы в ней возникают пары: электрон-дырка. Дырки диффундируют к коллекторному и эмиттерному переходам и свободно переходят в коллектор и эмиттер. Те дырки, которые подходят к коллекторному переходу, увеличивают ток коллектора, как и в фотодиодах. Однако возникающие в базе одновременно с дырками неравновесные электроны, которые представляют собой основные носители тока для базовой области, находятся в потенциальной яме и не могут покинуть базу. Возникновение в базе нескомпенсированного отрицательного барьера на эмиттерном переходе и приводит к резкому росту инжекции дырок в базу из эмиттера. Дырки, инжектированные эмиттером в базу, доходят до коллекторного перехода и увеличивают ток коллектора в большой степени, чем дырки, возникающие в базе непосредственно под действием света. Ток через прибор растет до тех пор, пока фототок не сравнивается с рекомбинационным током базы ( $I_{\delta} = I_r + I_{\phi} = 0$ ). Таким образом, фототок усиливается, чем и объясняется большая чувствительность ФТ по сравнению с ФД.

При включении фототранзистора по схеме **со свободной базой** ток эмиттера равен току коллектора, поэтому можно записать:

$$I_{\kappa} = \alpha I_{\kappa} + I_{\kappa 0} + I_{\phi \kappa}, \quad (2.26)$$

где  $I_{\phi \kappa} = S \cdot \Phi$  – добавочный ток в цепи коллектора, возникающий при освещении базы. Решая уравнение (2.26) относительно  $I_{\kappa}$ , получают:

$$I_{\kappa} = \frac{I_{\phi \kappa}}{1 - \alpha} + \frac{I_{\kappa 0}}{1 - \alpha}. \quad (2.27)$$

Если фототранзистор работает с освещаемой областью коллектора или эмиттера, то уравнения для тока коллектора можно записать в виде:

$$I_{\kappa} = \alpha I_{\vartheta} + I_{\kappa 0} + I_{\phi \kappa} ; \quad (2.28)$$

$$I_{\kappa} = \alpha I_{\vartheta} + I_{\kappa 0} + \alpha I_{\phi \vartheta} ,$$

откуда 
$$I_{\kappa} = \frac{1}{1 - \alpha} I_{\phi \kappa} + \frac{I_{\kappa 0}}{1 - \alpha} ; \quad (2.29)$$

$$I_{\kappa} = \frac{1}{1 - \alpha} I_{\phi \vartheta} + \frac{I_{\kappa 0}}{1 - \alpha} .$$

Таким образом, работа фототранзистора с освещаемой областью эмиттера (или коллектора) практически аналогична работе с освещаемой областью базы. Выходные характеристики  $I_{\kappa} = f(U_{\kappa})$  фототранзистора со свободной базой аналогичны выходным характеристикам обычного транзистора, причем увеличение  $\Phi$  аналогично увеличению тока базы  $I_{\phi}$ .

На рис.2.31 приведен простейший вариант конструкции узла приемника излучения с фототранзистором (типа ФТ-1Г), где амортизирующими элементами являются вкладыши 3 из эластичного «пенополиуретана» или пористой резины. При построении узлов с использованием ФТ возможны и другие конструктивные решения, например, приведенные в [37,46].

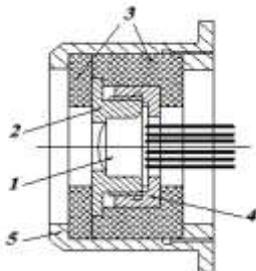


Рис. 2.31. Узел крепления фототранзистора с защитой от вибрации: 1- фототранзистор, 2 - втулка; 3-вкладыши из пенополиуретана; 4 - гайка; 5 - корпус

### 2.5.3. Устройство, параметры и характеристики полевых транзисторов

К классу «*полевых*» транзисторов (ПТ) относится полупроводниковый прибор, в центральной части которого расположен управляющий р-п переход, внутреннее сопротивление (толщина, сечение) которого зависит от напряженности поперечного электрического поля, влияющего на объем перемещаемых носителей заряда одного знака (ток регулирования). В структуре такого ПТ можно выделить две сильнолегированные области противо-

положного типа проводимости, являющиеся электродами для подключения основной силовой цепи, называемые **СТОКОМ С** и **ИСТОКОМ И** (рис. 2.32). Управляющий электрод – «затвор» *З* служит для управления током  $I_{ст}$  при подаче на «затвор» напряжения ( $U_з$ ), обеспечивающего электрическое поле внутри структуры транзистора. Слой полупроводника (структуры), в котором регулируется поток носителей заряда, называется каналом. Таким образом, действие этого прибора основано на зависимости толщины *p-n* перехода от приложенного к нему напряжения  $U_з$ , под влиянием которого толщина (сечение) *p-n* перехода изменяется, что ведет к образованию токопроводящего канала с изменяемым сопротивлением. Если подключить к каналу источник питания  $E_{ст}$ , то через объем полупроводника между невыпрямляющими контактами потечет ток, значение которого определяется уровнем напряжения  $U_з$ . Итак, полупроводниковая область, от которой начинают движение основные носителя, называется **ИСТОКОМ**, а область, к которой они движутся через канал, — **СТОКОМ**. Полупроводниковая область, используемая для управления величиной сечения канала, называется **ЗАТВОРОМ**.

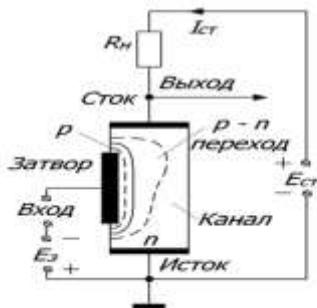


Рис. 2.32. Устройство полевого транзистора с управляющим *p-n* переходом и схема его включения с ОИ

Источник  $E_з$  создает отрицательное напряжение на затворе, что приводит к увеличению толщины *p-n* перехода и к уменьшению сечения канала, что сопровождается увеличением сопротивления между истоком (И) и стоком (С) и снижается величина тока  $I_{ст}$ . Отрицательное напряжение  $E_з$ , приложенное к затвору (относительно И), может вызвать такое расширение *p-n* перехода, при котором токопроводящий канал окажется перекрытым. Зависимость сопротивления канала от величины управляющего напряжения на затворе определяется выражением [13,39,41]:

$$R_K = R_{K.min} (1 - U_{зи}/U_{зи.отс})^{-1} , \quad (2.30)$$

где  $U_{зиотс}$  - напряжение отсечки, т.е. напряжение на затворе, при котором обедненный слой  $p$ - $n$  перехода закрывает канал на всей его протяженности. Это напряжение называется напряжением запирающего ( $U_{з-з}$ ). К  $p$ - $n$  переходу затвора приложено не только напряжение, равное  $U_з$ , но и падение напряжения на распределенном сопротивлении канала, создаваемое током, протекающим от  $I$  к  $C$ . На рис.2.33 показано семейство статических стоковых (выходных) характеристик ПТ с управляющим  $p$ - $n$  переходом:  $I_{ст} = f(U_{ст})$  при  $U_з = \text{const}$ . Так для нулевой выходной характеристики ( $U_з=0$ ) можно отметить, что при малых значениях  $U_{ст}$  ток стока  $I_{ст}$  увеличивается (или уменьшается) по квазилинейной характеристике - участке режима омического сопротивления при  $U_{си} < U_{си-нас}$  (пунктирная линия, где наблюдается почти пропорциональное изменение данного напряжения - крутой участок ОК, рис. 2.33). Этот участок выходной характеристики соответствует полностью открытому каналу. Малый ток в открытом канале создает незначительное падение напряжения, что вызывает лишь малое сужение самого канала около стока. При большом значении тока  $I_{ст}$  из-за падения напряжения в канале его сечение возле стока значительно уменьшается, что вызывает существенное замедление роста тока  $I_{ст}$  при дальнейшем повышении напряжения  $U_{ст}$  (участок  $KB$ ). С увеличением  $U_{ст}$  (участок  $ВГ$ ) канал проводимости ПТ сужается настолько, что дальнейшее существенное увеличение тока стока  $I_{ст}$  оказывается невозможным *из-за неполного перекрытия канала*, сопровождаемое насыщением канала. Если между затвором и истоком подать некоторое напряжение  $U_з < 0$ , то сечение канала в исходном состоянии уменьшится, а его сопротивление увеличится. Указанные изменения вызывают уменьшение угла наклона крутого участка выходной характеристики, а переход к режиму насыщения наблюдается при меньших значениях напряжения  $U_{ст}$  и тока стока  $I_{ст}$ .

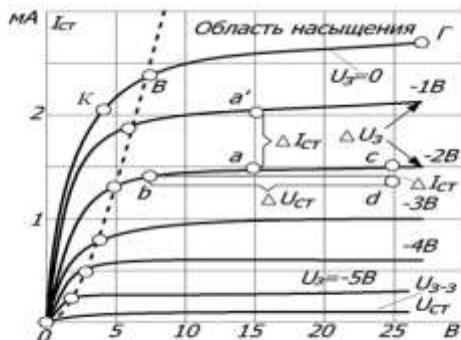


Рис. 2.33. Стоковые характеристики ПТ с управляющим  $p-n$  переходом

Подавая между затвором и истоком последовательно ряд напряжений  $U_3$  в пределах  $U_{3-3} < U_3 < 0$ , можно получить ряд (семейство) статических стоковых характеристик (рис.2.33). Следует отметить, что рабочей областью транзистора является область насыщения, расположенная справа от штриховой линии  $OB$  на семействе характеристик.

В настоящее время широкое распространение получили полевые транзисторы с изолированным затвором — так называемые МДП-транзисторы или МОП- транзисторы, что определяет структуру прибора «металл-диэлектрик-полупроводник» или «металлоокисел - полупроводник» [13,39,52]. В транзисторах с изолированным затвором управление проводимостью канала осуществляется с помощью металлического электрода, отделенного от канала тонким слоем диэлектрика, благодаря чему входное сопротивление транзистора (в схеме с общим истоком) оказывается достаточно большим. Основой устройств такого прибора (рис. 2.34,а) служит пластинка (подложка) из слабо легированного кремния с  $p$ - проводимостью, а сток и исток обладают высокой  $n$ -проводимостью. Между ними проходит узкая слабо легированная полоска кремния с  $n$ -проводимостью (канал). «Затвор»  $З$  представляет собой металлическую пластинку, изолированную от канала слоем диэлектрика. Если приложить к затвору (относительно истока, соединенного с подложкой) отрицательное напряжение, то некоторая часть электронов проводимости уйдет из области канала в объем полупроводника подложки. При этом проводимость канала, обедненного электронами, и ток стока соответственно уменьшаются. При подаче на затвор  $З$  относительно истока  $И$  положительное напряжение ( $+U_3$ ) произойдет перемеще-

ние электронов проводимости из подложки в канал, что вызовет увеличение проводимости обогащенного электронами канала и тока стока. Если увеличивать напряжение между стоком и истоком, то в результате протекания тока через канал потенциал стока может существенно повыситься. Это неизбежно вызовет обеднение электронами проводимости области канала, расположенной вблизи стока, что равносильно сужению эффективного сечения канала полевого транзистора с управляющим  $p$ - $n$  переходом. Рассмотренный ПТ с изолированным затвором, в котором канал между С и И формируется технологическим путем, называется транзистором с приповерхностным **встроенным каналом**. Полевые транзисторы могут изготавливаться на полупроводниковой и на диэлектрической подложках (рис. 2.34). В полевом транзисторе структуры «металл – диэлектрик – полупроводник» (МДП) металлический затвор электрически изолирован слоем диэлектрика от канала, образованного на поверхности полупроводника. В качестве полупроводниковой подложки в полевом транзисторе обычно используют кремний, окисление которого позволяет изготовить изолирующий слой диэлектрика ( $\text{SiO}_2$  – двуокись кремния). Такой транзистор часто называют МОП - транзистором, а в качестве диэлектрической подложки используют сапфир, шпинель, ситалловое стекло [35,39]. Наличие диэлектрической подложки способствует уменьшению паразитных емкостей, улучшает частотные характеристики транзистора, повышает его быстродействие.

Разновидностью полевых транзисторов с изолированным затвором являются транзисторы с индуцированным каналом (рис. 2.34,б), у которых отсутствует управляемая проводимость между областями стока С и истока И при разности потенциалов между затвором и истоком ( $U_{зи}$ ), равной нулю. Подложка транзистора с индуцированным каналом представляет собой высокоомный, слабо легированный кремний с « $n$ -проводимостью», а сток и исток - сильно легированные области с « $p$  - проводимостью». Металлический затвор отделен от кристалла тонким слоем изолятора. Пока на затвор не подано отрицательное напряжение относительно истока, выходной ток будет близок к нулю. Действительно, независимо от полярности приложенного между стоком и истоком напряжения один из  $p$ - $n$  переходов («исток- подложка» или «подложка - сток») окажется запертым и выходной ток будет определяться обратным током запертого перехода и током утечки.

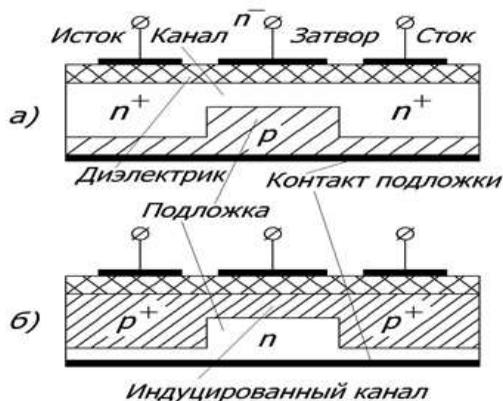


Рис. 2.34. Принципиальное устройство МОП- транзистора: со встроенным каналом (а), с индуцированным каналом (б)

При подаче на затвор отрицательного напряжения относительно истока поверхностный слой полупроводника, лежащий под затвором, окажется обогащен дырками, обеднен электронами проводимости, т. е. поверхностный тонкий слой полупроводника изменит свою проводимость с «электронной» на «дырочную». В результате р-области истока и стока замкнутся тонким каналом полупроводника того же типа проводимости. Чем больше подано отрицательное напряжение между затвором и истоком, тем сильнее будет обогащен канал «дырками» и тем выше будет его проводимость. При подаче на затвор положительного напряжения полупроводник возле изолирующего слоя будет обогащен электронами, что исключает формирование проводящего канала между истоком и стоком. Таким образом, транзистор со встроенным каналом работает при обогащении и обеднении канала основными носителями, а транзистор с индуцированным каналом — только при обогащении. Особенностью МОП-транзисторов является не только высокое входное сопротивление (что соответствует повышенному коэффициенту усиления по мощности управления), но и высокое быстродействие. Время переключения современных МОП-транзисторов лежит в диапазоне единиц наносекунд. Итак, транзистор с приповерхностным слоем называют МОП - транзистором (металл - оксид - полупроводник) или MOSFET. У транзисторов с объемным каналом обедненный слой создается посредством  $p-n$  перехода, такой транзистор называют с  $p-n$  переходом

(или полевым), за рубежом - JFET [13,39,41]. Транзисторы с управляющим *p-n* переходом могут изготавливаться на основе германия, кремния, арсенида галлия и иметь канал с *p* или *n* электропроводностью.

Передаточная (*сток-затворная*) характеристика управления полевого МОП - транзистора с встроенным (с обеднением) каналом *n*-типа  $I_{CT} = f(U_{ЗИ})$  при  $U_{СИ} > U_{СИ\text{нас}}$  приведена на рис.2.35,а. Если полярность  $U_{ЗИ}$  совпадает с полярностью основных носителей канала, это соответствует режиму обеднения канала, противоположная полярность  $U_{ЗИ}$  и основных носителей канала формируют режим обогащения. Семейство статических выходных характеристик этого же транзистора показано на рис. 2.35,б, где значению  $U_3 = 0$  соответствует ток стока  $I_{CT}$ , определяемый точкой К на статической характеристике управления (рис. 2.35,а). Ток стока  $I_{CT}$  (для точки К) называется начальным током  $I_{CT.\text{нач}}$ .

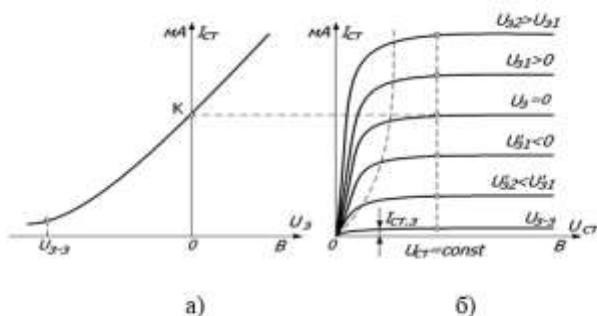


Рис. 2.35. Статические характеристики управления (а) и семейство выходных характеристик (б) транзистора со встроенным каналом

Статические характеристики МОП-транзистора с индуцированным каналом *p*-типа показаны на рис. 2.36. В режиме омического сопротивления проводимость индуцированного канала с увеличением напряжения затвора  $U_{ЗИ}$  растет за счет обогащения основными носителями, поступающими из области стока, истока и подложки. Полярность  $U_{ЗИ}$  должна быть противоположной полярности основных носителей индуцированного канала.

Сопrotивление канала рассчитывается по уравнению:

$$R_K \approx [B(U_{ЗИ} - U_{ЗИ\text{пор}})]^{-1}, \quad (2.31)$$

где  $U_{ЗИ} - U_{ЗИ\text{пор}} = U_{ЗИ\text{нас}}$ ,  $B$  - удельная крутизна МОП- транзистора, определяемая из выражения:

$$B = 2I_{CT.\text{ном}} / U_{ЗИ\text{пор}}^2, \quad (2.32)$$

где  $I_{CT.\text{ном}}$  - номинальный ток МОП - транзистора, численное

значение которого определяется при напряжении затвора  $U_{зи} = 2U_{зи\text{ пор}}$ . Для области насыщения ( $U_{зи} > U_{зи.нас}$ ) выходная характеристика определяется зависимостью:

$$I_{ст} \approx 0,5 (U_{зи} - U_{зи\text{ пор}})^2 \quad (2.33)$$

В МОП - транзисторе без подачи напряжений на электроды сопротивление сток – исток велико и соответствует сопротивлению двух встречно включенных диодов при нулевом смещении.

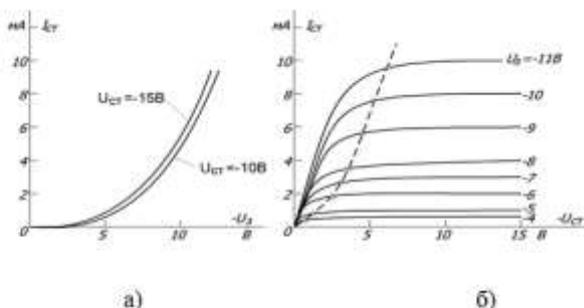


Рис. 2.36. Характеристика управления (а) и выходные характеристики МОП-транзистора с индуцированным каналом

Многообразию в технологических способах выполнения изоляции между затвором и каналом ПТ позволяет выделить следующее различие [13,39,41]:

- полевые транзисторы с управляющим переходом, когда изоляция затвора от канала осуществляется обедненным слоем р-п перехода;

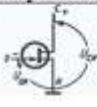
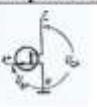
- транзисторы с металлопроводниковым затвором или затвором Шоттки (затвор изолирован от канала обедненным слоем контакта металл-полупроводник);

- транзисторы с изолированным затвором (МДП - или МОП – транзисторы с индуцированным каналом, когда канал между стоком и истоком индуцируется, т.е. наводится управляющим напряжением, или когда разность потенциалов между затвором и истоком равна нулю, проводимость между стоком и истоком практически отсутствует;

- МДП – транзисторы со встроенным каналом, когда канал создается технологическим путем. Здесь проводимость канала может быть увеличена или уменьшена изменением напряжения между затвором и истоком. Поскольку полевой транзистор, как и биполярный, имеет три внешних электрода, то в электрической схеме может быть включен также с общим истоком, с общим стоком, общим затвором.

Необходимо отметить, что при разработке схем с ПТ независимо от структуры транзистора источник  $U_{си}$  подключается к стоку *положительным полюсом* для транзисторов с каналом *n*-типа и, наоборот, *отрицательным полюсом* для транзисторов с каналом *p*-типа. Указанные полярности включения обеспечивают соответствующее движение основных носителей от истока к стоку при подключении структур ПТ, как показано в таблице 2.4. Транзистор с управляющим *p-n* переходом и с индуцированным каналом управляется потенциалом только одной полярности. Первый из них работает при отрицательном смещении, если канал *n*-типа, и положительном, если канал *p*-типа. Чтобы индуцировать канал *n*-типа, необходимо подать положительное смещение на затвор (притягивающее электроны в канал), а для индуцирования канала *p*-типа – отрицательное смещение.

Таблица 2.4 Вольтамперные характеристики транзисторов с различными каналами управления

Тип транзистора	С каналом <i>n</i> -типа		С каналом <i>p</i> -типа	
	Полярность напряжений	Вольтамперная характеристика	Полярность Напряжений	Вольтамперная характеристика
С управляющим <i>p-n</i> переходом				
МДП со встроенным каналом				
МДП с индуцированным каналом				

Следовательно, указанные виды транзисторов с каналами одного и того же типа электропроводности требуют смещения разной полярности, как выполнено на схемах включения, приведенных в таблице 2.4.

Анализ схем показывает: одинаковые полярности потенциалов стока и затвора, а также отсутствие тока  $I_0$  при нулевом смещении у транзисторов с индуцированным каналом позволяют строить высокоэкономичные схемы логических элементов. Эти схемы обычно строят на транзисторах с каналами противоположных типов проводимости, однако потенциалы электродов отсчитываются

относительно потенциала истока. Такие пары транзисторов называются взаимодополняющими (или комплементарными).

#### 2.5.4. Дифференциальные низкочастотные параметры полевых транзисторов

К основным нормируемым параметрам полевых транзисторов относят:

- Крутизну характеристики  $S$  транзистора  $S = \Delta I_{ст} / \Delta U_{зи} = 0,5 \dots 10 \text{ мА/В} = Y_{21и}$  (при  $U_{си} = \text{const}$ ,  $U_{ли} = \text{const}$  - напряжение «подложка-исток»), которую можно определить по отношению отрезков характеристики транзистора, например, величина участка  $aa'$  (мА) к значению напряжения участка  $\Delta U_з$  (В) (рис. 2.33) или из отношения приращения тока стока к вызвавшему его приращению напряжения на затворе  $\Delta U_{зи}$  (при неизменных напряжениях остальных электродов).

- Дифференциальное сопротивление канала в области насыщения  $R_i = \Delta U_{ст} / \Delta I_{ст} = 10 \dots 100 \text{ кОм}$ , которое можно определить из соотношения сторон треугольника  $\Delta bdc$  по принятым параметрам;

- Дифференциальное входное сопротивление  $R_{вх} = \Delta U_з / \Delta I_з = 10^6 \dots 10^7 \text{ Ом}$  (у МОП- транзисторов  $R_{вх}$  достигает значения до  $10^{12}$  Ом и более);

- Ток утечки затвора  $I_з$  ут при заданных напряжениях  $U_{зи}$  и  $U_{си}$ ;

- Выходную проводимость (для  $Y$  параметров)  $Y_{22} = 1/r_i$  при заданных значениях выходного напряжения  $U_{си}$  и тока  $I_{ст}$ , где  $r_i$  - выходное (внутреннее) сопротивление транзистора, определяемое как отношение изменения напряжения стока к соответствующему изменению тока стока при неизменных напряжениях остальных электродов, т.е.  $r_i = \Delta U_{ст.и} / \Delta I_{ст}$ . Следует привести связь между  $Y_{21и}$  и  $r_i$ , позволяющую определить статический коэффициент усиления  $\mu_{тр}$  ПТ транзистора, как  $\mu_{тр} = Y_{21и} \cdot r_i = S \cdot r_i$ , или в виде отношения приращений напряжения стока и напряжения затвора при холостом ходе на стоке, т.е.  $\mu_{тр} = \Delta U_{си} / \Delta U_{зи}$ .

Низкочастотным дифференциальным параметром является также входное сопротивление транзистора, значение которого можно определить, пользуясь входной вольтамперной характеристикой (ВАХ) – зависимостью тока затвора  $I_з$  от напряжения между затвором и истоком  $U_{з.и}$ . (рис.2.37).

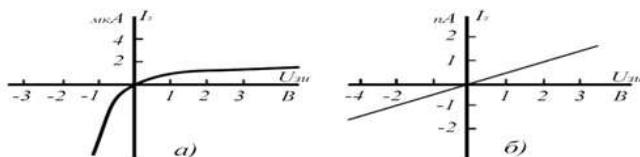


Рис. 2.37. Вольтамперная характеристика затвора для транзистора с управляющим *p-n* переходом (а) и МДП-транзистора (б)

Как видно из характеристик (рис.2.33), значения параметров ПТ зависят от положения рабочей точки, задаваемой постоянными напряжениями стока  $U_{си}$  и затвора  $U_{зи}$ . Анализ входных ВАХ ПТ (рис.2.37) показывает, что изменение тока  $I_3$  в диапазоне от нескольких мкА до единиц нА определяется входным сопротивлением  $R_{вх}$ , значения которого в схемах включения могут составлять соответственно от  $10^7$  до  $10^{17}$  Ом [52].

### 2.5.5. Особенности полевых транзисторов современных технологий

В настоящее время фирмами-производителями ПТ особое внимание уделяется:

- мощным полевым транзисторам с управляющим *p-n* переходом (*n* - каналом), обладающим хорошими параметрами переключения и линейности. К таким ПТ следует отнести биполярные транзисторы со статической индукцией (БСИТ) с вертикальным нормально закрытым каналом, например, КП801, КП802, КП810 [52]. У этих ПТ отсутствует область насыщения, тепловая неустойчивость (при больших токах ТКЕ имеет отрицательное значение). Недостатком БСИТ является эффект «защелки», ведущий к лавинообразному выходу прибора из строя;

- биполярным транзисторам с изолированным затвором (БТИЗ, зарубежное название IGBT), представляющими собой *p-n-p* транзистор, управляемый низковольтным МОП - транзистором с индуцированным каналом, например, КП730, КП731 и т.д. Достоинствами БТИЗ являются: малая мощность управления, высокие скорости коммутации при высоких напряжениях, потери возрастают пропорционально току коллектора, а не квадрату тока, как у ПТ.

Из источников [39,41] следует, что производство полевых транзисторов (ПТ) по субмикронной технологии придало послед-

ним ряд новых свойств, расширяющих рамки применения ПТ при проектировании современных электронных устройств (ЭУ). Так, использование кремниево-германиевой технологии позволило создать двух- и трехзатворные транзисторы, которые обладают более эффективным управлением. Созданный фирмой IBM кремниево-германиевый транзистор способен работать со скоростью 350 млрд циклов в секунду, что позволяет (на основе этой конструкции транзисторов) получить специализированный микропроцессор для телекоммуникационных приборов, работающих на частоте 150 ГГц. Американская фирма AMD создала двухзатворный транзистор с длиной затвора 10 нм, изготовленный по технологии Fin Field Effect Transistor (Fin FET), при которой используется кремниевый плавник (FIN), позволяющий предотвращать утечки токов в отключенном состоянии, при этом резко возрастает производительность информационной системы. «Плавниковая» технология представляет собой островок кремния, высота которого больше, чем ширина, на котором и изготавливается транзистор. Весьма перспективна технология кремния на диэлектрике. Толщина кремния в 20 нм позволяет сформировать планарные транзисторы {на гетероструктурах (ГСПТ) с использованием арсенида галлия [35,44,48]} практически малых паразитных емкостей и обеспечить высокочастотные режимы работы ЭУ, например, в быстродействующих системах передачи информации.

Полевые транзисторы с изолированным затвором (MOSFET) играют важную роль при проектировании ЭУ в диапазоне малых и средних мощностей. Сопротивление в открытом состоянии низковольтных MOSFET (до 200 В) было уменьшено за последние годы более чем в 10 раз (каждые два года уменьшение на 50%). Это было достигнуто путем оптимизации геометрии ячейки и использования технологии утопленного канала (trenchgate technology). Плотность упаковки современных низковольтных MOSFET достигает в настоящее время 100 млн. элементарных ячеек на квадратный дюйм. Для высоковольтных MOSFET реальной революцией была технология создания суперперехода, реализованная Infineon Technology в семействе высоковольтных MOSFET-CoolMOS™. Поэтому высоковольтные MOSFET будут иметь все большее и большее значение в диапазоне напряжений от 500 до 1200 В. Успешно ведутся разработки полевых транзисторов, управляемых *p-n*-переходом (VJFET) на базе карбида кремния (SiC). Имеют место также наработки для использования в качестве быстрых и стойких высоковольтных ключей каскадных соединений SiC — MOSFET с низковольтными кремниевыми MOSFET.

## 2.6. Применение полевых транзисторов в ключевых устройствах

Ключевые устройства на полевых транзисторах (ПТ) имеют широкое применение и играют важную роль для построения преобразователей напряжения в диапазоне малых и средних мощностей (до 100 кВт). Условное графическое обозначение приборов силовой электроники (ПТ) с изолированным затвором (Power MOSFET) приведено на рис.2.38. Тип проводимости канала противоположен типу подложки, проводимость подложки указывается на схемах стрелкой - для р-п подложки стрелка направлена к каналу, для п - подложки стрелка имеет обратное направление.



Рис.2.38. Условное обозначение транзисторов MOSFET

Наиболее распространенной является схема включения ПТ с общим истоком. Типовое схемотехническое решение ключа на мощном МДП-транзисторе (с общим истоком) приведено на рис.2.39 [39]. Статические выходные (стоковые) ВАХ определяют зависимость тока стока от напряжения сток-исток при заданных напряжениях затвор-исток и построены на рис. 2.40, где: точка 1 соответствует значению  $U_y - U_{зи} = 0$  (транзистор закрыт), точка 2 – значению  $U_{зи} = U_{y \max}$  (транзистор открыт).

Когда транзистор закрыт, через него протекает неуправляемый (начальный) ток стока  $I_{C \text{ нач}}$ . При открытом транзисторе протекает ток  $I_H$ , который значительно больше тока  $I_{C \text{ нач}}$ , поэтому ключ обычно закрыт при  $U_y = 0$ . Для мощных МДП - транзисторов  $U_0 > 0$  и открытое состояние транзистора достигается при амплитуде импульса управления:

$$U_{y \max} > (1,2 \dots 1,5) \cdot (U_0 + I_H / S_0), \quad (2.34)$$

где  $I_H = U_{вх} / (R_H + R_{СИ})$ .

Соответственно схеме включения ПТ (рис.2.39) напряже-

ние на стоке закрытого транзистора можно определить из выражения:

$$U_{СИ\ выкл} = U_{вх} - I_{С\ нач} \cdot R_H \approx U_{вх}, \quad (2.35)$$

а напряжение на стоке открытого транзистора составит

$$U_{СИ\ вкл} = I_H \cdot R_{СИ} = R_{СИ} \cdot U_{вх} / (R_H + R_{СИ}). \quad (2.36)$$

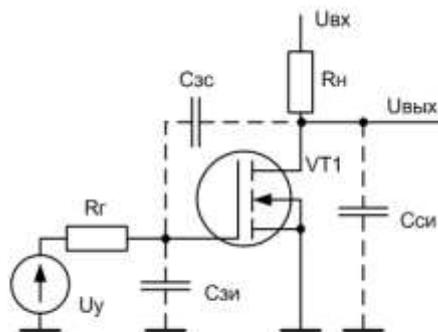


Рис. 2.39. Схема формирования ключа на мощном МДП-транзисторе

Параметры статического режима ключа находятся по выходным статическим ВАХ реального транзистора с помощью графических построений. На каждой из характеристик, показанных на рис. 2.40, различают квазилинейный участок режима омического сопротивления при  $U_{СИ} < U_{СИ.нас}$  и пологий участок, когда  $U_{СИ} \gg U_{СИ.нас}$  для режима насыщения полевого транзистора. Ключ находится в закрытом состоянии, когда напряжение управления  $U_y$  меньше порогового значения  $U_0$ .

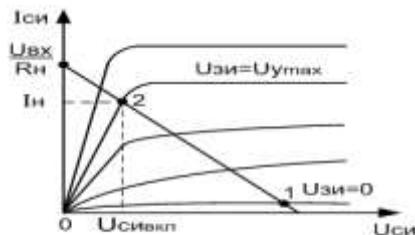


Рис. 2.40. Выходные статические характеристики мощного МДП- транзистора с графическими построениями

На рис. 2.41 приведены диаграммы изменений параметров полевого транзистора при работе в режиме ключа. Процесс переключения во времени может быть условно разделен на несколько этапов. На первом этапе переключения напряжение  $u_{си}(t) = U_{си\text{вкл}} = \text{const}$ , что соответствует зарядке емкостей  $C_{зи}$  и  $C_{зс}$  через резистор  $R_r$  с постоянной времени:

$$\tau_1 = R_r \cdot (C_{зи} + C_{зс}) \quad (2.37)$$

При заряде конденсаторов напряжение  $u_{зи}(t)$  изменяется по экспоненциальному закону:

$$u_{зи}(t) = U_{y \text{ макс}} \cdot (1 - \exp(-t/\tau_1)) \quad (2.38)$$

и в момент  $t = t_{\text{зад вкл}}$  достигает значения  $u_{зи}(t_{\text{вкл}}) = U_0$ . Длительность этого этапа можно определить из выражения:

$$t_{\text{зад вкл}} = R_r \cdot (C_{зи} + C_{зс}) \cdot \ln(U_{y \text{ макс}} / (U_{y \text{ макс}} - U_0)). \quad (2.39)$$

На втором этапе переключения транзистор открывается и переходит в активный усилительный режим. На этом этапе переключения характерно действие отрицательной обратной связи через емкость  $C_{зс}$ .

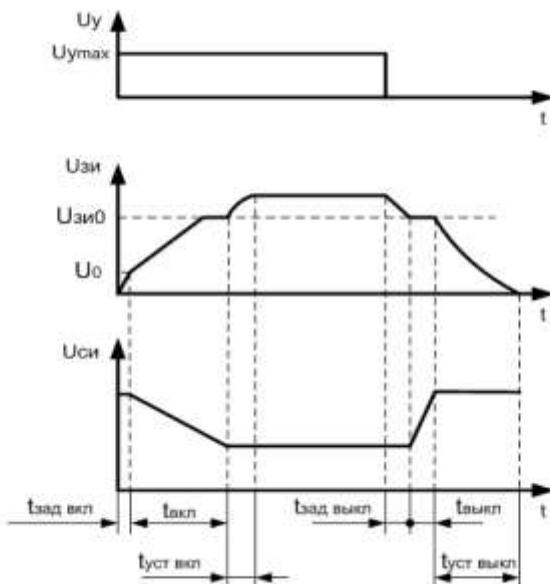


Рис. 2.41. Переходные процессы в схеме ключа на полевом транзисторе

В результате действующее значение входной емкости увеличивается:

$$C_{вх 0} = C_{зи} + C_{зс}(1 + K_0) = C_{зи} + C_{зс}(1 + S_0 \cdot R_{н}), \quad (2.40)$$

где  $K_0 = S_0 \cdot R_n$  – коэффициент отрицательной обратной связи,  $S_0$  – расчетная крутизна выходной вольтамперной характеристики (ВАХ) ПТ. Указанные параметры зависят от постоянной составляющей тока стока и определяются положением рабочей точки на ВАХ СПП.

Длительность второго этапа определяется по соотношению:

$$t_{\text{вкл}} \approx 0,8 \cdot C_{\text{зс}} \frac{R_r \cdot (U_{\text{вх}} - U_{\text{СИВкл}})}{U_{y \text{ max}} - U_0 - (U_{\text{вх}} - U_{\text{СИВкл}}) / 2 \cdot R_n \cdot S_0}, \quad (2.41)$$

где значение коэффициента 0,8 принимается из условия оценки изменения  $u_{\text{СИ}}(t)$  в интервале от  $0,1(U_{\text{вх}} - U_{\text{СИВкл}})$  до  $0,9(U_{\text{вх}} - U_{\text{СИВкл}})$ .

На третьем этапе (этап включения) напряжение  $u_{\text{СИ}}(t) \approx U_{\text{СИВкл}}$  и почти не изменяется, что сопровождается выключением механизма внутренней обратной связи и зарядом емкости ( $C_{\text{зи}} + C_{\text{зс}}$ ) до напряжения  $u_{\text{ЗИ}}(t) \approx U_{y \text{ max}}$ . Длительность третьего этапа составит:

$$t_{\text{уст вкл}} \approx 3 \cdot R_r \cdot (C_{\text{зи}} + C_{\text{зс}}) \quad (2.42)$$

На четвертом этапе напряжение  $U_y$  снижается скачком до нуля, происходит разряд емкости ( $C_{\text{зи}} + C_{\text{зс}}$ ) от начального напряжения  $U_{y \text{ max}}$  до порогового уровня входа в активный режим работы по экспоненциальному закону:

$$u_{\text{ЗИ}}(t) \approx U_{y \text{ max}} \cdot \exp(-t / T_1), \quad (2.43)$$

где  $T_1 = R_r \cdot (C_{\text{зи}} + C_{\text{зс}})$ .

Длительность четвертого этапа переключения определяют как:

$$t_{\text{зад выкл}} = R_r \cdot (C_{\text{зи}} + C_{\text{зс}}) \cdot \ln(U_{y \text{ макс}} / U_{\text{зи 0}}). \quad (2.44)$$

На пятом этапе переходного процесса транзистор входит в активный режим работы и возникает отрицательная обратная связь через емкость  $C_{\text{зс}}$ . Длительность этого этапа определяется зависимостью:

$$t_{\text{выкл}} \approx 0,8 \cdot C_{\text{зс}} R_r \frac{(U_{\text{вх}} - U_{\text{СИВкл}})}{U_0 + (U_{\text{вх}} - U_{\text{СИВкл}}) / 2 \cdot R_n \cdot S_0} \quad (2.45)$$

На шестом этапе (установления выключения) напряжение  $u_{\text{СИ}}(t)$  снижается в связи с разрядом емкости ( $C_{\text{зи}} + C_{\text{зс}}$ ) через сопротивление  $R_r$ . Длительность этого этапа может быть определена из выражения:

$$t_{\text{уст выкл}} \approx 3 \cdot R_r \cdot (C_{\text{зи}} + C_{\text{зс}}) \quad (2.46)$$

Анализ переходных процессов выявил следующие закономерности [8,39]: независимость крутизны спада и роста  $u_{\text{СИ}}(t)$  от напряжения  $U_{\text{вх}}$  (задается током  $i_y$ ), пропорциональность  $t_{\text{вкл}}$  и  $t_{\text{выкл}}$  перепаду  $U_{\text{вх}} - U_{\text{СИВкл}}$ , наличие задержек с длительно-

стями  $t_{\text{зад.вкл}}$  и  $t_{\text{зад.выкл}}$ , пропорциональных постоянной времени  $R_r(C_{\text{зи}} + C_{\text{зс}})$ , незначительное влияние на интервалы времени  $t_{\text{вкл}}$  и  $t_{\text{выкл}}$  емкостей  $C_{\text{зи}}$  и  $C_{\text{си}}$  и существенное влияние  $C_{\text{зс}}$ . При этом величины  $t_{\text{вкл}}$  и  $t_{\text{выкл}}$  пропорциональны постоянной времени  $R_r C_{\text{зс}}$ .

Обобщенный анализ работы ПТ в ключевом режиме положительно выделяет его для широкого применения в импульсных преобразователях из-за ряда преимуществ [40,52]:

- управление ПТ осуществляется напряжением (электрическим полем), что значительно упрощает схему и снижает затрачиваемую на управление мощность,

- в ПТ отсутствуют неосновные носители тока, поэтому они могут переключаться с более высокой скоростью;

- ПТ обладают повышенной теплоустойчивостью, что позволяет эффективнее использовать его по передаваемой мощности.

Подробную информацию о полной оценке теплового режима работы ПТ с учетом теплового сопротивления, вида нагрузки и перспективах отечественного производства аналогичных силовых полупроводниковых приборов (СПП) можно получить из источников [36, 39, 41].

Создание отказоустойчивых элементов {при тепловых и токовых перегрузках по схеме (рис.2.39)} определило дальнейшее совершенствование встроенной системы контроля (fully protected power MOSFET switch), разработанной фирмой International Rectifier и реализованной в интеллектуальном полевом транзисторе MOSFET (рис.2.42).

В нормальном режиме работы ключ  $K1$  замкнут,  $K2$  – разомкнут. Если температура кристалла при работе превысит установленный предел ( $165\text{ }^{\circ}\text{C}$ ), сработает температурный датчик  $D_t$ , который переключит триггерную схему  $T1$  в новое состояние – выключит  $K1$  и замкнет  $K2$ , что приведет к потере управления и транзистор закроется. То же произойдет, если ток через силовую цепь транзистора превысит допустимое техническими условиями значение. Для фиксации предельного значения тока транзистор выполняется со считывающим электродом, к которому подключен резистивный датчик тока  $I_{\text{sense}}$ . Разработки по созданию комбинированного транзистора, состоящего из управляющего MOSFET и выходного биполярного каскада, получившего название **биполярного транзистора** с изолированным затвором (БИИЗ) были выполнены в конце 20-го века.

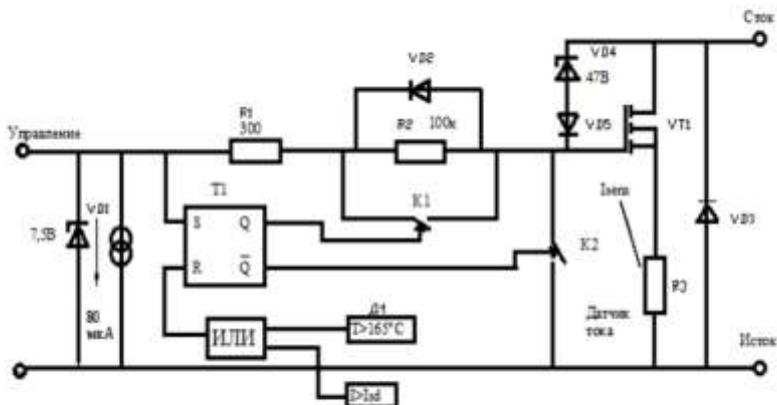


Рис.2.42. Устройство интеллектуального транзистора (MOSFET)

Наибольшее распространение получили такие транзисторы схемотехники IGBT (insulated gate bipolar transistor), в которых удалось соединить особенности полевых и биполярных транзисторов, работающих в ключевом режиме (рис. 2.43).

Таким образом, технологически транзистор IGBT получают из транзистора MOSFET путем добавления биполярного транзистора структуры **p-n-p**. Совершенствование новых поколений силовых полупроводниковых приборов предполагается производить на возможных ключевых технологиях [39, 48]: технология тонких кремниевых пластин диаметром 150-200 мм, полученных методом бестигельной зонной плавки, с последующим уменьшением толщины от 100 мкм до 60 мкм; технология создания высококачественных суперпереходов с применением технологии ионной имплантации, утопленных каналов (trench-gate) и т.п.

Структура из транзисторов VT1 и VT2 имеет положительную внутреннюю обратную связь, поскольку ток коллектора транзистора VT2 влияет на ток базы VT1 и наоборот.

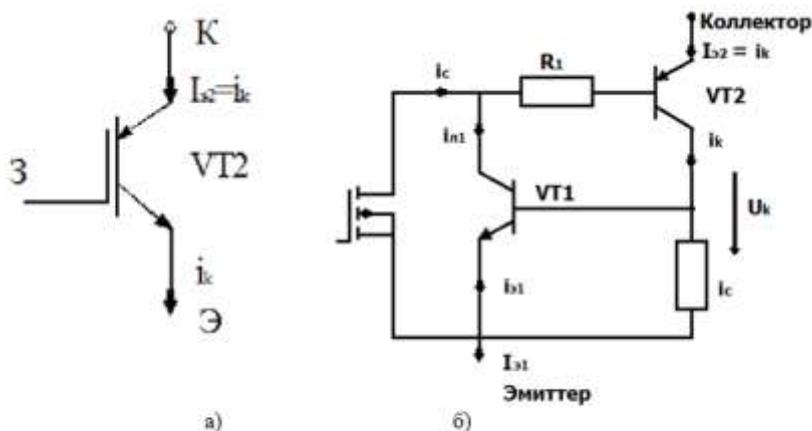


Рис.2.43. Схематехника IGBT транзистора:  
а - принцип действия IGBT, б - условное обозначение

Если через  $B_1$  и  $B_2$  обозначить коэффициенты передачи тока эмиттера транзисторов  $VT_1$  и  $VT_2$  соответственно, то ток силовой части транзистора IGBT составит:

$$i_k = i_g = \frac{S * U_{зэ}}{1 - (B_1 + B_2)} = S_{эКВ} * U_{зэ}, \quad (2.47)$$

где  $S_{эКВ} = \frac{S}{1 - (B_1 + B_2)}$  - эквивалентная крутизна IGBT.

Значение тока стока полевого транзистора определяют как:

$$i_c = i_g * (1 - B_1 - B_2), \quad (2.48)$$

$$\text{где } i_g = i_{k1} + i_{k2} + i_c;$$

$$i_{k1} = i_{g1} * B_1;$$

$$i_{k2} = i_{g2} * B_2$$

При  $V_{1+} + V_2 \approx 1$  эквивалентная крутизна нарастания тока IGBT превышает крутизну MOSFET и значительно снижается сопротивление цепи в открытом состоянии. В таблице 2.5 приведены максимально допустимые значения параметров модулей (M2TKI-50-12), производимые отечественной фирмой (ОАО «Электровыпрямитель», г. Саранск).

Таблица 2.5.

Наименование параметра	Условное обозначение	Значение параметра	Единица Измерения
Напряжение коллектор-эмиттер	$V_{CE}$	1200	<i>B</i>
Напряжение коллектор-затвор ( $R_{GE} = 20 \text{ кОм}$ )	$V_{CGN}$	1200	
Напряжение затвор-эмиттер	$V_{GE}$	20	
Постоянный ток коллектора при $T = 25^\circ\text{C}$ /при $T = 80^\circ\text{C}$	$I_C$	78 50	<i>A</i>
Импульсный ток коллектора ( $t_p = 1\text{мс}$ ) при $T_C = 25^\circ\text{C}$ / $T_C = 80^\circ\text{C}$	$I_{PULSE}$	156/100	
Суммарная мощность рассеивания ( $T = 25^\circ\text{C}$ )	$P_{TOT}$	400	<i>Вт</i>
Максимальная температура перехода	$T_J$	+150	$^\circ\text{C}$
Температура хранения	$T_{STG}$	- 55+150	$^\circ\text{C}$
Напряжение изоляции ( $t = 1 \text{ мин}$ )	$V_{ISOL}$	2500	<i>B</i>
Тепловое сопротивление переход-корпус, IGBT	$R_{THJC}$	< 0,3	$^\circ\text{C}/\text{Вт}$
Тепловое сопротивление переход-корпус, FRED	$R_{THJCD}$	< 0,6	
Напряжение насыщения $U_{к-э}$ ( $V_{GE}=15\text{В}, I_C=50\text{А}$ ) при $T^J = 25^\circ\text{C}$ и $T^J = 125^\circ\text{C}$	$V_{CESAT}$	< 3 < 3,7	<i>B</i>
Время задержки включения ( $V_{CC} = 600\text{В}, V_{GE}=15\text{В}, I_C=50\text{А}, R_{GON}=22\text{Ом}$ )	$T_{D(ON)}$	44-100	<i>нс</i>
Время задержки выключения ( $V_{CC} = 600\text{В}, V_{CE} = -15\text{В}, I_C = 50\text{А}, R_{GOFF} = 22\text{Ом}$ )	$T_{D(OFF)}$	380-500	<i>нс</i>

В настоящее время ведутся разработки и производство отечественных полупроводниковых приборов на совместных предприятиях ряда фирм и заводов, как: ЗАО «Кремний» (г. Брянск); НПП «Пульсар» (г. Москва); з-д «Транзистор» (г. Минск); АО «Восход» (г. Калуга); и др. Следует отметить, что запираемые тиристоры и IGBT модули типа M2TKI (таблица 2.5) в последние годы также улучшились: уменьшилось прямое падение напряжения с 4 В (для первого поколения) до 1,2 В у четвертого поколения этих приборов. Появление IGBT обусловило вытеснение запираемых тиристоров (GTO) из преобразовательных устройств МС.. В то же время на рынке появилась новая разработка: тиристор IGCT (Integrated gate –commutated thyristor), созданный фирмами “Mitsubishi” и “ABB Semiconductor”.

Комбинация лучших свойств транзисторов (хорошая управляемость) и тиристоров (низкие статические потери и большая перегрузочная способность) позволила снизить энергоемкость цепей питания, создать высокую помехоустойчивость СПП при незначительных динамических потерях.

## 2.7. Тиристоры, принцип работы, характеристики и основные параметры

Силовой полупроводниковый прибор (СПП) - тиристор представляет собой кремниевый полупроводниковый прибор четырехслойной структуры типа ***n-p-n-p*** с тремя ***p-n*** -переходами, обладающий двумя состояниями: «открыт» или «закрыт» (рис 2.44). Переходное сопротивление анод-катод ( $R_{a-k}$ ) в закрытом состоянии ( $R_{a-k} \rightarrow \infty$ ), а в открытом состоянии ( $R_{a-k} \rightarrow 0$ ). Тиристоры являются наиболее мощными электронными ключевыми полупроводниковыми устройствами, способными коммутировать цепи напряжением до 10 кВ при токах до 10 кА [13,17]. В обозначении тиристора должны содержаться следующие элементы: буква Т, обозначающая тиристор, и буква, обозначающая вид тиристора (Б – быстродействующий, С – симметричный, Ч – быстро выключающийся и др.); а также три цифры, характеризующие типоразмерный ряд и другие конструктивные данные; число, указывающее средний ток в амперах; класс по напряжению и номера групп по критической скорости нарастания напряжения, временам включения и выключения и др. Например, тиристор быстродействующий типа ТБ-133 на ток 250 А, восьмого класса, с критической скоростью нарастания напряжения по группе 5 и временам выключения по группе 2 обозначается: ТБ-133-250-8-52. Имеется

большое многообразие различных типов тиристоров (Т): динисторы и тринисторы (по количеству внешних выводов), однооперационные и двухоперационные (запираемые), т.е. отличающиеся по способности управляющего электрода как отпирать, так и запирает ток в силовой цепи (полевые - управляемые по изолированному поликремниевому затвору, например, МСТ тиристоры); фототиристоры, управляемые световым излучением.

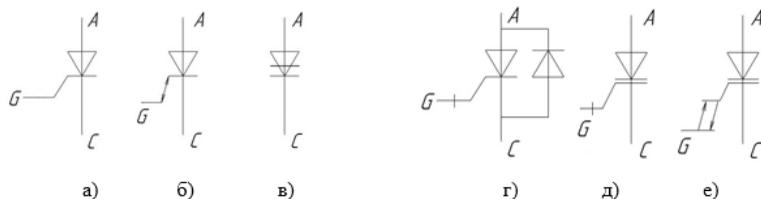


Рис. 2.44. Разновидности тиристоров и их условное графическое обозначение: однооперационный (незапираемый) тиристор (а), двухоперационный (запираемый) тиристор (б), диодный тиристор (динистор)(в); асимметричный тиристор, в котором обычный тиристор интегрально объединен с встречноключенным силовым диодом (г); полевый тиристор МСТ с односторонним затвором управления (д); полевый тиристор МСТ с двусторонним затвором управления (е)

В общем случае, тиристор - ключевой полупроводниковый прибор с односторонней проводимостью и неполной управляемостью, включающийся по сигналу управления, а выключающийся при спадании прямого тока до нуля (рис.2.45,а). Прибор имеет три вывода, соответствующих аноду *A*, катоду *C* и управляющему электроду *G*. При приложении к аноду прибора отрицательного напряжения относительно катода *p-n* -переходы I и III будут смещены в обратном направлении (закрыты), а переход II – в прямом (открыт), что соответствует закрытому состоянию тиристора.

Если к аноду тиристора подключить плюс источника постоянного напряжения, а к катоду минус, то переходы I и III оказываются смещенными в прямом направлении, а переход II – в обратном (закрыт). При отсутствии управляющего импульса (т.е. напряжения на управляющем электроде) тиристор остается в закрытом состоянии, а напряжение источника приложено к *p-n* -переходу II. В открытое состояние тиристор может «переключиться» с подачей положительного напряжения на управляющий электрод (*УЭ* → *G*) (относительно катода), т.е. с появлением тока  $I_G$  в цепи управления (рис. 2.45,а). Следует отметить, что перевод тиристора в проводящее состояние может быть осуществлен

также облучением его полупроводниковой структуры световым потоком, как это и происходит в фототиристоре (оптотиристоре ТО). В основе принципа действия фототиристора лежит явление генерации носителей заряда в  $p-n$  переходе II, находящемся под воздействием светового потока. Существенным преимуществом фототиристоров (рис.2.45,б) перед тиристорами, управляемыми электрическим сигналом, является **отсутствие гальванической связи между силовыми приборами и системой их управления**. Для перехода тиристора в закрытое состояние необходимо обеспечить спадание протекающего через него прямого тока до нуля. При этом начинается процесс рассасывания накопленных в полупроводниковой структуре зарядов (дырок и электронов). В течение времени рекомбинации накопленных зарядов через тиристор протекает обратный ток, который после полного удаления зарядов уменьшается практически до нуля, а обратное напряжение на тиристоре возрастает до значения, определяемого напряжением подключенного к нему источника. Чтобы тиристор мог снова выдержать прямое напряжение ( $U_{AK}$ ) без включения, необходимо некоторое время на восстановление его запирающей способности ( $t_{зап}$ ), обусловленное процессом рекомбинации носителей в области среднего перехода, которое мало зависит от внешнего напряжения.

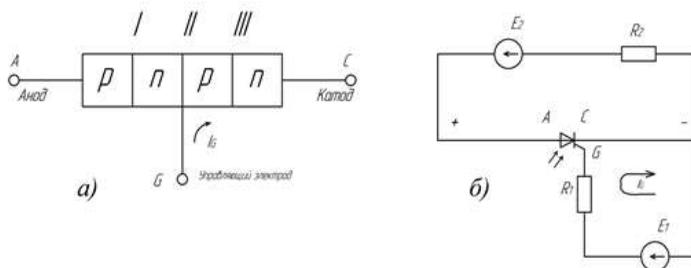


Рис. 2.45. Полупроводниковая структура и внешние цепи подключения тиристора

Вольтамперные характеристики (ВАХ) тиристора  $I_A = f(\pm U_{AK})$  при различных токах управления ( $I_V = I_G = uar$ ) приведены на рис. 2.46,а (для случая подключения прямого напряжения  $+U_{AK}$ ). При обратном напряжении ( $-U_{AK}$ ) ВАХ у тиристора такая же, как обратная ветвь у диода (у некоторых типов тиристорov соответствует характеристике лавинного диода, рис. 2.1,а).

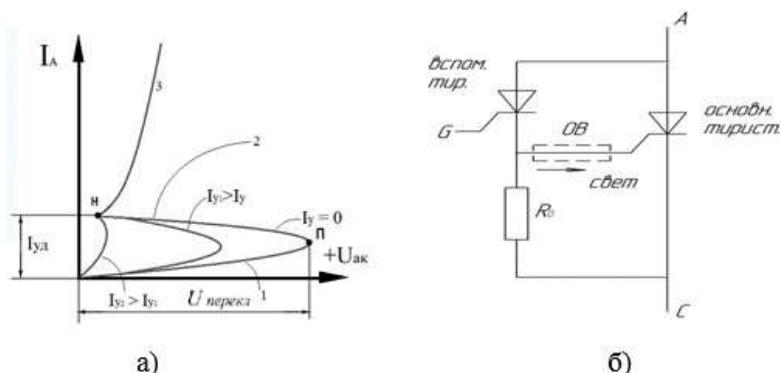


Рис. 2.46. Вольтамперные характеристики тиристора (а) и внутренняя схема оптотиристора (б)

Ветви ВАХ, соответствующие области прямого напряжения  $+U_{AK}$ , определяются значением тока управления  $I_y$  и при  $I_y = 0$  ток  $I_A$  следует по кривой 1 до точки «п», когда  $U_{AK} \geq U_{перекл.}$  Такое включение тиристора прямым напряжением обычно соответствует аварийным режимам. Затем в тиристоре происходит лавинообразное формирование тока  $I_A$  (участок 2 на ВАХ - участок отрицательного сопротивления, отражающий действие положительной обратной связи) до т. «Н», характеризующей значение тока удержания тиристора  $I_{уд}$  с последующим выходом на линию 3 формирования силового тока тиристора  $I_A$  до уровня номинального  $I_n$ . В практике управления тиристором значение тока управления  $I_y$  должно поддерживаться СИФУ на уровне номинального тока, т.е.  $I_{y2} = I_{yn}$ , тогда ток тиристора  $I_A$  изменяется по диодной характеристике 3 и соблюдается условие ( $+U_{AK} < U_{перекл.}$ ). Управление тиристором в этом случае осуществляется с минимальными потерями на «переключение», что характерно для номинального режима работы тиристорных в ЭУ. Поскольку включение тиристора зависит от управляющего тока, то в информационных материалах обычно приводят диаграмму (входных) вольтамперных характеристик управляющего электрода  $i_G = f(U_G)$  [13], позволяющих рассчитать параметры схемы и характеристики СИФУ [54].

Для электрических цепей переменного тока разработаны специальные **приборы – симметричные тиристоры (симисторы или «триаки»)** [13], которые могут находиться в проводящем состоянии в обоих направлениях, т.е. независимо от полярности приложенного к нему напряжения (рис. 2.47). Управление симистором производится так же, как и тиристором. Симметричный

тиристор в отличие от тиристора имеет структуру ***n-p-n-p-n***, т.е. содержит пять чередующихся слоев с проводимостями ***p*** и ***n*** типа. Электрическая схема, например, симистора типа КУ126А и общий вид тиристора КУ202Н представлены на рис. 2.47. Большинство тиристоров и симисторов включаются токами со значениями от нескольких сотен миллиампер до 1,5-2А при напряжении на управляющем электроде, не превышающем 10 -15 В. Длительность управляющего импульса должна быть больше нескольких десятков микросекунд (в зависимости от типа тиристора, симистора) и зависит от типа нагрузки: R- активная или RL-активно-индуктивная.



Рис.2.47. Внутренняя схема симистора КУ126А (а) и внешний вид тиристора КУ202Н (б)

Для четкого и быстрого включения тиристора, симистора управляющие импульсы должны иметь крутой фронт (около 1 мкс.). Все упомянутые полупроводниковые приборы (устройства) имеют широкое применение в электроприводах М и РТС, в силовых преобразователях специального назначения [7,8,10,54]. Однако неполная управляемость традиционных тиристоров существенно снижает эффективность их применения. Разработка запираемых тиристоров значительно расширила как технические возможности ЭУ, так и сферу их применения.

### 2.7.1. Запираемые тиристоры (ЗТ)

Неполная управляемость тиристора является существенным недостатком его применения в ряде схмотехнических решений ЭУ. Для его выключения необходимо обеспечить спад прямого тока до нуля, что достигается во многих схемах ЭУ введением дополнительных узлов принудительной (искусственной) коммутации. Последние выполняются на основе энергонакопительных

устройств (обычно конденсаторов), подключение которых в соответствующей полярности к проводящему тиристорному устройству создает условия для спада тока до нуля прямого тока тиристора. Эти коммутационные узлы утяжеляют «тиристорное» устройство и значительно ухудшают его технико-экономические характеристики. Создание за последние годы и постоянное совершенствование мощных ЗТ осуществлялось главным образом за счет изменения структуры. В частности, в структурах ЗТ была создана высокая проводимость зоны управляющего элемента, что позволило более интенсивно блокировать протекание прямого тока при подаче на управляющий электрод отрицательного относительно катода импульса. Следует также отметить совершенствование технологии полупроводниковых приборов, которое позволило обеспечить однородность электрических свойств отдельных слоев структуры и возможность управления временем жизни носителей в процессе изготовления прибора. Для включения и выключения ЗТ обычно используются два отдельных источника напряжения (рис. 2.48). При выключении ЗТ следует стремиться обеспечить оптимальную (по времени выключения и коммутационным потерям мощности) скорость нарастания тока управления. Это может быть достигнуто введением соответствующего значения индуктивности в цепь управления по выключению.

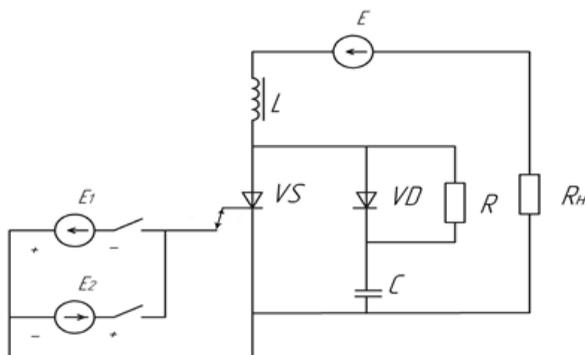


Рис. 2.48. Типовая схема включения запираемого тиристора

Схема управления ЗТ должна обеспечивать: мощные импульсы токов включения и выключения, длительный ток управления при малых нагрузках тиристора, длительное отрицательное запирающее напряжение для надежного выключения тиристора. Коэффициент запираения (отношение выключаемого анодного тока к за-

пирающему току управления) обычно не превышает 5. Следует отметить, что ЗТ более критичны к скорости нарастания прямого напряжения, чем тиристоры, и поэтому рекомендуется, как правило, шунтировать ЗТ цепью, состоящей из конденсатора  $C$ , резистора  $R$ , и диода  $VD$ , а для ограничения значения анодного тока при включении последовательно с ЗТ включать насыщающийся дроссель  $L$  (рис. 2.48). Параметры коммутируемых токов и напряжений для современных ЗТ приближаются к аналогичным параметрам тириستоров.

В настоящее время в практике проектирования ЭУ М и РТС из запираемых тиристоров используют [13]:

- запираемый тиристор (двухоперационный) GTO: отпирание осуществляется положительным, а запираение - отрицательным сигналом управления  $I_H$  током  $<$  тока удержания  $I_{y\partial}$ , т.е.  $I_H <$

$I_{y\partial}$ . Для улучшения энергетических показателей схемы и защиты ключа от всплесков напряжения часто используют тиристоры с обратной проводимостью (тиристор-диод) или встречно-параллельный диод (встроенный обратный диод). Поскольку паразитная индуктивность в цепи управляющего электрода составляет 100... 300 нГн, то последовательное соединение GTO не рекомендуется из-за неравномерности и неодновременности их запираения, что при повышенных напряжениях ( $+U_{AK}$ ) ведет к пробою.

- тиристор, коммутируемый по управляющему электроду (GCT), и его разновидности (IGCT), отличающийся наличием интегральной схемы управления;

- тиристор с полевым управлением (MCT), содержащий два полевых транзистора, один из них обеспечивает процесс включения, подавая импульс тока на управляющий электрод, а другой осуществляет процесс выключения тиристора;

- двухуровневые однооперационные тиристоры с дополнительным внутренним управляющим (вспомогательным) тиристором. Здесь по световолоконному кабелю (оптическому волокну ОВ) для переключения структуры (см.рис.2.46,б) применяют световой сигнал, что позволяет создавать высоковольтные СПП до 5 кВ и выше.

Известно также [13,55], что GTO и GCT могут обеспечить блокировку напряжения до 6 кВ при токе нагрузки до 6 кА. При этом GCT превосходит GTO по быстродействию и стойкости к скоростям изменения напряжения и тока нагрузки. Коэффициент уси-

ления по току управления в GCT равен 1, что в 3-5 раз выше, чем в GTO. Тиристоры типа MCT представляют собой новый класс силовых полупроводниковых приборов, по мощности и плотности тока соответствующий тиристорным аналогам и управляемый по изолированному поликремневному затвору. Существуют различные подклассы этих приборов: *p*- и *n*-канальные, с симметричной и асимметричной блокирующей способностью, одно- или двусторонним затвором управления, с различными способами включения, например, с помощью света. MCT имеют ряд преимуществ перед тиристорами типа GTO, GCT в части быстродействия и более простой реализации управления, а также способны коммутировать мощности более 10 МВт при частоте 10 кГц. Причем наибольшее применение находят MCT с *p*-канальной структурой, поскольку плотность тока выключения может быть обеспечена *n*-канальной структурой МДП транзистора с двух- трехкратным перекрытием [13], что повышает эксплуатационную надежность ЭУ МС с использованием тиристорov типа MCT.

### 2.7.2. Защита тиристорov (транзисторov) в ЭУ

В процессе работы ЭУ с применением тиристорov (транзисторov) возможны режимы, когда фактические скорости нарастания прямого тока  $di_A/dt$  и прямого напряжения  $du_A/dt$  на СПП могут превысить допустимые значения, т.е.  $di_A/dt > [di_A/dt]$  и  $du_A/dt > [du_A/dt]$ , что приведет к повреждению полупроводникового прибора. Обычно аномальные режимы появляются как следствие резкого прекращения тока в индуктивных элементах схемы, а также протекания обратного тока восстановления ( $i_{RR}$ ) в структуре СПП. Для **обеспечения безопасной работы** (ОБР) ключевого элемента в схеме ЭУ применяют дополнительные элементы, обеспечивающие формирование желаемой (в соответствии с ОБР) динамической траектории переключения СПП. Совокупность таких элементов для формирования желаемой траектории переключения называют «цепью формирования траектории переключения» (ЦФТП) или демпфирующей цепью (ДЦ), а также общепринятым международным термином - снаббером (*англ.* Snubber). Достаточно хорошие результаты защиты имеют транзисторы, запираемые тиристоры в переходных процессах, если переключения тока (в диапазоне 10 - 50 А) осуществляются при наличии **малогабаритного дросселя** насыщения (защиты) в цепи анода, выполненного на ферромагнитных сердечниках с большим коэффициентом прямоугольности петли гистерезиса [56]. В схеме управле-

ния тиристором VS (рис.2.49,б) с RL- нагрузкой в контуре силового тока  $I_A$  значение индуктивности  $L \gg L_0$ . С подачей напряжения (+E) на схему (при закрытом тиристоре) скорость изменения параметра ( $\partial i_A / \partial t$ ) будет ограничена (по времени) демпфирующей цепочкой ДЦ ( $L_0 \rightarrow C_0 \rightarrow VD_0$ ) из-за постоянной времени заряда конденсатора, т.е.  $\tau = R_0 C_0$ . При включении VS в контуре ( $R \rightarrow L \rightarrow VS$ ) скорость нарастания тока  $I_A$  ограничивается индуктивностью L дросселя (рис.2.х.1,а) на некоторое время  $\Delta t$ , обусловленное временем до насыщения сердечника, определяемое из выражения:

$$\Delta t = \frac{W \cdot E}{\Delta B \cdot S}, \quad (2.49)$$

где  $W$  - число витков дросселя,  $E$  - напряжение питания ключа,  $\Delta B$  - приращение (изменение) индукции магнитопровода,  $S$  - площадь сечения магнито-провода. При этом по тиристоры VS также протекает ток разряда конденсатора  $C_0$  по цепи:  $+C_0 \rightarrow L_0 \rightarrow VS \rightarrow R_0 \rightarrow (-C_0)$ , где  $R_0$  - разрядное сопротивление, по которому ток протекает за время  $t_n$  - открытого состояния тиристора. С выключением тиристора VS и резком спаде тока  $I_A$  на дросселе L появляется напряжение  $U_L = L(\partial i_A / \partial t)$ , которое можно представить в виде «шпильки» («иглы», рис.2.49,б)). Упомянутое напряжение  $U_L$ , суммируясь с напряжением E, может превысить допустимое напряжение на ключевом элементе VS. Кроме того, энергия, накопленная в L, рассеивается в тиристоре при выключении, что сопровождается дополнительным его нагревом. Для снижения негативного фактора в схемах применяют особое включение дросселя L с диодом VD, что позволяет создать цепь «сброса» коммутационного тока при выключении тиристора VS и уменьшить возможные перенапряжения на коммутирующем ключе. В этом случае равномерность распределения тока по проводящему сечению p-n - перехода СПП обеспечивается на уровне тока стабилизации ( $I_{CT}$ ) за время  $\Delta t = t_{CT} - t_0$  (рис.2.49,а) и пониженном напряжении насыщения дросселя. Для таких дросселей часто используют кольцевые (марганец-цинковые ферриты марки НМ или никель-цинковые ферриты марки НН, аморфное железо с  $B_s \approx 0,6$  Тл) сердечники с прямоугольной петлей гистерезиса (ППГ)[57].

Резкое увеличение анодного тока с насыщающимся дросселем возможно после промежутка времени  $\Delta t$ , определяемого магнитными характеристиками сердечника дросселя, его параметрами и геометрией [13]. При выключении тиристора VS и уменьшении

тока  $I_A$  с переходом через нулевое значение начальный ток СПП (ток дросселя) определяется током намагничивания сердечника и рассчитывается по выражению:

$$I_o \approx \frac{H_c \cdot l}{W}, \quad (2.50)$$

где  $H_c$  - напряженность магнитного поля (коэрцитивная сила) сердечника,  $l$  - средняя длина магнитной силовой линии кольцевого сердечника. Упрощенные диаграммы анодного тока тиристора (или транзистора) в схеме с насыщающимся дросселем и без него представлены на рис. 2.49, а. Для защиты СПП также используют демпфирующие RC- или RCD- цепочки (ДЦ), как показано на рис. 2.49,б.

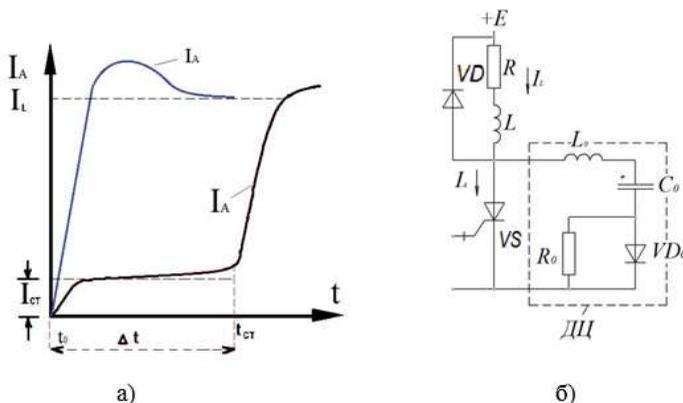


Рис. 2.49. Пояснения к зависимостям силового тока без защитного дросселя и с дросселем (а), электрическая схема цепочек защиты СПП (б)

Требуемые параметры элементов приведенной схемы можно определить только для конкретного СПП, исходя из условий, в которых будет работать ЭУ [56,58]. В общем случае, широкое использование RC, RCD - цепочек, кроме ограничений всплесков  $U$  на СПП, обеспечивает: ускорение процесса спада анодного тока, разделение процесса спада тока и напряжения  $U$ , что значительно снижает мощность потерь при выключении ключей.

При выборе элементов защитной цепи, например, тиристора (транзистора), исходят из того, что [13,56,57]:

1. Защитную емкость выбирают из сохранения условия:

$$C_o \geq I_{TM} / (dv/dt)_{кр}, \quad (2.51)$$

где  $I_{TM}$  - максимальный анодный ток СПП перед коммутацией,  $(dv/dt)_{кр}$  - критическая скорость изменения анодного U.

2. Параметр  $R_0$  рассчитывают в соответствии с выражением:

$$\frac{U}{I_T} < R_0 < \frac{t_n}{3C_0}, \quad (2.52)$$

где U- напряжение на защитном конденсаторе перед включением тиристора (обычно  $E$ ),  $I_T$  - допустимый ток включения, например, ГТО,  $t_n$  - длительность открытого состояния тиристора.

3. Демпфирующий диод  $VD_0$  выбирается по классу напряжения силового ключа  $VS$ , а среднее значение тока в 3 - 5 раз меньше среднего значения тока тиристора  $VS$ . Диод должен быть высокочастотным с быстрым восстановлением и минимально возможным параметром  $\Theta_{RR}$ . При этом потери в резисторе  $R_0$  несколько возрастают, но уменьшаются в других элементах структуры ключа. Мощность потерь в  $R_0$  определяют соответственно выражению:

$$P_0 = 0,5 \cdot C_0 \cdot V_0 \cdot f, \quad (2.53)$$

где  $f$  - частота коммутации тиристорov (транзисторов).

Силовая схема (см. рис.2.49,б) может быть выполнена в виде блока (модуля), последовательное и параллельное включение нескольких таких модулей позволяет создавать преобразователи на рабочие токи более 400А [58]. В настоящее время практически все типы преобразователей электрической энергии (в процессе производства) обеспечиваются защитными RCD - цепочками, подключение которых к силовым шинам осуществляется по разным схемам. Потери в дополнительных элементах RCD - цепей (для различных по мощности преобразователей) разные и находятся в диапазоне 50-70 Вт и могут быть также снижены с некоторым усложнением схемы защиты [13]. Измерительные приборы при снятии осциллограммы напряжения на запираемом ключе (рис. 2.50) должны иметь входное сопротивление не менее 10 МОм для определения параметров действующих импульсов напряжения

без искажений. Всплеск напряжения  $\Delta V_1 \approx (0,1-0,3)U_n$  определяется суммарной индуктивностью  $L_c$ , состоящей из паразитных индуктивностей силовых шин [ $L_{ш} < (50...200)$  нГн] и индуктивности цепи снаббера [ $L_{сн} < (70...7)$  нГн] при соответствующих токах нагрузки (15...75А) и (400...600А) преобразователя [13,57].

Всплеск напряжения  $\Delta V_2$  обусловлен индуктивностью анодной цепи тиристора и обычно снижается с увеличением  $L_0$  ДЦ. Измерение значений  $\Delta V_1$  и  $\Delta V_2$  позволяет уточнить параметры защитных цепей, в частности, определить:

- индуктивность цепи снаббера из выражения:

$$L_0 = \Delta U_1 / (\partial i_A / \partial t); \quad (2.54)$$

- защитную емкость ДЦ как:

$$C_o \geq \frac{L \cdot I_n^2}{\Delta V_2^2}, \quad (2.55)$$

где  $I_n$  - номинальный ток нагрузки в схеме. При  $L = 50$  нГн;  $I_n = 400$ А;  $\Delta V_2 = 100$ В;  $C_o = 0,9$  мкФ [13,56].

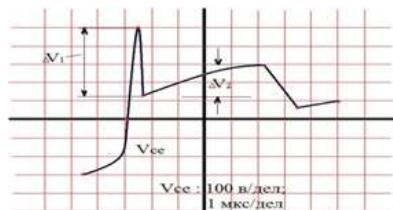


Рис.2.50. Осциллограмма процесса переключения СПП

В общем случае, широкое использование RC, RCD - цепочек, кроме ограничений всплесков U, обеспечивает ускорение спада анодного тока, разделение времени спада тока и момента нарастания напряжения, что повышает надежность переключения СПП. Достижения монолитной и гибридной технологий, позволяющие объединить в едином корпусе СПП функции переключателя, его управления и защиты, определяют направление развития современных силовых ключей, которые получили название «разумные» (Smart) или интеллектуальные (intelligent). Упомянутые

приборы можно разделить на следующие группы [13,58]:

- Силовые ключи с одной или несколькими встроенными системами защиты, а управление ключами осуществляется посредством внешнего драйвера. Такие ключи часто называют «самозащищенными», поскольку обеспечивают защиту от перенапряжений, токовых перегрузок и температурных воздействий.

- Силовые ключи - силовые интегральные схемы (Power Integrated Circuits) для управления электродвигателями мощностью до единиц кВт.

- Силовые интеллектуальные модули IPM (Intelligent Power Modules), построенные на базе IGBT - ключей для применения в различных преобразователях на десятки и сотни киловатт мощности.

Подробную информацию по функционированию, расчету защитных цепочек в зависимости от мощности преобразователя, принятых схемотехнических решений можно найти в [13,54,57,58].

### 2.7.3. Фототиристоры (оптотиристоры ТО)

Фототиристоры (оптотиристоры ТО) могут управляться световым потоком так же, как триодные тиристоры управляются напряжением, подаваемым на один из эмиттерных **p-n** переходов полупроводникового прибора. Фототиристоры могут применяться в различных автоматических устройствах в качестве бесконтактных ключей для коммутации значительных напряжений и мощностей в электроустановках (рис.2.51).

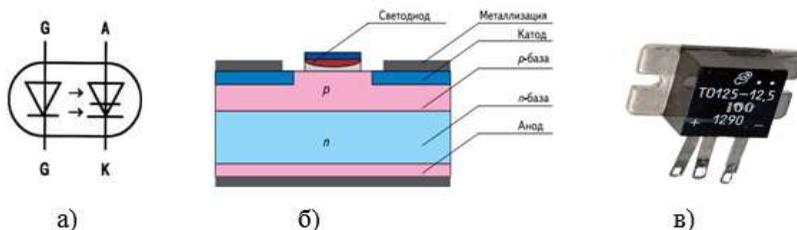


Рис. 2.51. Электрическая схема (а), структура p-n переходов (б) и общий вид оптотиристора (в)

К достоинствам фототиристоров относятся небольшие размеры, отсутствие искрения, малое время включения (доли секунды), незначительные мощности, потребляемые во включенном состоянии.

В общем случае при проектировании ЭУ необходимо учитывать важнейшие параметры, которыми характеризуются тиристоры (оптотиристоры) и диоды. Кроме того, в технических условиях, помимо параметров цепи управления, обычно указываются [13,50,56,58]:

- время включения  $t_{gt}$  тиристора. Это время от момента подачи управляющего импульса до момента снижения анодного напряжения на тиристоре до 10% начального значения при работе тиристора на активную нагрузку.

- время выключения  $t_q$  тиристора (называемое также временем восстановления запирающей способности тиристора). Это время от момента, когда прямой ток становится равным нулю, до момента, когда прибор снова будет способен выдерживать (не открываясь) напряжение, прикладываемое в прямом направлении с определенной амплитудой и скоростью нарастания.

- критическая скорость нарастания прямого напряжения  $(du_D/dt)_{crit}$ . Это максимально допустимое значение скорости нарастания прямого напряжения при разомкнутой цепи управляющего электрода. При превышении допустимого значения  $(du_D/dt)_{crit}$  происходит самопроизвольное включение тиристора.

- критическая скорость нарастания тока в открытом состоянии  $(di_T/dt)_{crit}$  соответствует наибольшему значению скорости нарастания тока в открытом состоянии, которую тиристор может выдержать без повреждения.

- ток в закрытом состоянии тиристора  $I_D$ . Это анодный ток тиристора в закрытом состоянии.

- ток в открытом состоянии тиристора  $I_H$ . Это наименьший анодный ток, необходимый для поддержания тиристора в открытом состоянии.

- ток  $I_H$  необходимо учитывать при расчете минимальных нагрузок тиристорных преобразователей с учетом тока удержания  $I_{уд}$ . применяемых тиристоров, зависящем от температуры.

## 2.8. Перспективные направления развития и применения СПП

Совершенствование силовых полупроводниковых приборов необходимо учитывать при проектировании ЭУ МС, что обусловлено массогабаритными, технико-экономическими и эксплуатационными показателями разрабатываемого устройства преобразования энергии. Следует отметить, что СПП (тиристоры, транзисторы) подобно выпрямительным диодам являются хорошо отработанными приборами и продолжают непрерывно совершенствоваться по пути развития новых технологий внутренних соединений: низкотемпературной пайки, электроактивной пассивации подобной DLC (DiamondlikeCarbon), что позволит повысить рабочую температуру и термоциклоустойчивость приборов. Оптотиристоры (LTT), запираемые тиристоры (GTO) и коммутируемые по затвору запираемые тиристоры (GCT, IGCT) являются производными тиристорных технологий и находят применение в мегаваттном диапазоне мощностей преобразуемой электроэнергии. В настоящее время для LTT достигнуты предельные параметры 8 кВ/4 кА, для GCT — 4,5 кВ с последующим повышением по напряжению до 10 кВ. Продолжается совершенствоваться технология IGCT — объединение на одной пластине GCT с обратным диодом в таблеточных корпусах с плавающими прижимными контактами, конструктивно объединённых с платой управления (драйвером).

Среди всех типов приборов силовой электроники сегодня доминируют два: полевые и биполярные транзисторы с изолированным затвором (MOSFET и IGBT) и интегрированные структуры на их основе - силовые интегральные схемы и гибридные модули. Отечественной промышленностью в настоящее время производятся традиционные приборы силовой электроники — диоды, тиристоры, биполярные транзисторы. Освоено также производство запираемых тиристоров (ОАО «Электровыпрямитель», г. Саранск и ЗАО «Протон\_Электротекс», г. Орел) и силовых полевых транзисторов с изолированным затвором (ОАО «ВЗПП», г. Воронеж, з-д «Транзистор», г. Минск). На ОАО «Электровыпрямитель» ведутся работы по созданию GCT (IGCT), освоено производство силовых IGBT модулей паяной конструкции по лицензии НПП «ИНЭЛС» (г. Москва) с использованием импортных кристаллов IGBT и FRD производства фирм InfineonTechnology (Siemens) или ABB Semiconductors [13,41,59,60]. В настоящее время ведутся работы по созданию полупроводниковых приборов, отвечающих

повышенным требованиям: снижения стоимости; увеличения надёжности; уменьшения размеров и веса; создания конструкций и функциональных возможностей, обеспечивающих легкое использование в различных применениях; быстрого выхода на рынок.

Хорошим решением для обеспечения этих требований является системная интеграция — объединение в едином конструктиве, подсистеме или всей системе функций силовой и информационной электроники, датчиков, электрических аппаратов и т.д. Причем системная интеграция развивается в двух направлениях — монолитном и гибридном. Монолитная интеграция объединяет на одном кристалле силовые ключи, драйверы, схемы диагностики и защиты. Гибридная интеграция получила большее развитие и имеет 4 уровня [61,63]:

1. Модуль является примером системной интеграции 1-го уровня, на базе которого разработана многочисленная серия:

- одно- и двухключевых модулей с изолированным медным или AlSiC-основанием на максимальные параметры 1200 А/3300 В — 3600 А/1200 В, напряжением изоляции до 9,6 кВ, размерами до 150×250 мм;

- шестиключевых IGBTмодулей (Econopak, LoPak 3,4,5 и SKiM4, 5) с изолированным медным основанием или без него (с непосредственным прижимом Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> или ALN DCB -керамики на охладитель) на токи до 300 А на ключ и напряжения 600, 1200 и 1700 В; серия модулей PIM на токи от 10 до 100 А и напряжения 600 и 1200 В, содержащих мостовые диодные выпрямители и IGBT трёхфазные мосты.

2. Интеллектуальный модуль (IPM) представляет пример интеграции 2-го уровня и производится фирмами Mitsubishi, Fuji, Hitachi. В таком IPM наряду с мостовым трехфазным инвертором могут содержаться транзистор и диод схемы торможения, а также схемы управления и защит, широко используемые в электроприводах системы «АИН-АД».

3. Интеллектуальная подсистема базируется на интеграции 3-го уровня, примером которой служить серия интегральных интеллектуальных силовых подсистем SKiiP, производимых фирмой Semikron для напряжений 600, 1200 и 1700 В и токов до 2400 А на ключ. Серия включает двух, четырёх, шестиключевые схемы, смонтированные на воздушном или жидкостном охладителе, (плюс *чоппер* - импульсный последовательный стабилизатор понижающего типа). Реализованы принципы стандартизации силовых систем на каждом уровне их создания, которые включают

требования: все схемы комплектующих изделий имеют встроенные драйверы, датчики напряжения и схемы защиты от перенапряжений на шине постоянного тока, а также обеспечены трансформаторной или оптоволоконной развязкой.

4. Интеллектуальная силовая электронная система. Силовая часть интеллектуального модуля изготавливается, как и стандартные модули паяной конструкции, с изолированным основанием. Интеллектуальная часть модуля размещается на «втором этаже», на многослойной печатной плате, установленной над DCB-платами с силовыми полупроводниковыми чипами. Силовая схема и часть системы управления (драйверы, датчики, схемы диагностики и защит) являются одинаковыми для большинства применений и технологически объединены в единый конструктив — интеллектуальный силовой модуль. При изготовлении интеллектуального силового модуля используются современные технологические приёмы, позволяющие повысить надёжность и «термоциклоустойчивость» модуля, снизить паразитные индуктивности выводов.

В схемах многих типов преобразователей к тиристорам подключаются параллельно встречновключенные диоды, шунтирующие тиристор при появлении на нем обратного напряжения. В таких случаях обратное напряжение на тиристоре становится малым и не превышает значений прямого падения напряжений на диодах (как правило, долей вольта). Это обусловило разработку других типов тиристоров – асимметричных (АТ) и тиристоров с обратной проводимостью (ТОП). В отечественных стандартах они определяются как тиристоры, проводящие в обратном направлении, и обозначаются ТП. Для тиристоров, проводящих в обратном направлении и допускающих работу в обратном направлении в качестве диода, введено обозначение ТД (тиристодиод) [13,59,62]. Современные наиболее мощные тиристоры имеют предельный ток до 6 кА. При этом критическая скорость нарастания напряжения достигает 1000 В/мкс, а тока (1000-1500) А/мкс. Время выключения наиболее быстродействующих мощных тиристоров не превышает нескольких единиц микросекунд.

Асимметричные тиристоры получают введением в структуру тиристора дополнительного слоя с проводимостью  $n$ -типа. В результате значение обратного напряжения ( $U_{обр}$ ), значительно снижается (до нескольких десятков вольт). Однако при этом существенно (в 2-3 раза) уменьшается время выключения тиристора. Такими же свойствами обладает и тиристор с обратной проводимостью, имеющий подобно АТ пятислойную структуру и допол-

нительное диодное кольцо. Быстродействие тиристоров АТ и ТОП позволяет использовать их в схемах с повышенными частотами. Рациональная область использования АТ и ТОП – преобразователи средней мощности.

**Быстровосстанавливающиеся диоды (БВД).** Выпрямительные диоды сегодня представляют достаточно проработанный класс приборов силовой электроники, который и в будущем будет составлять существенную часть в большинстве проектных решений силовых ЭУ широкого назначения. На сегодняшний день предельные характеристики (параметры) для выпрямительных диодов не превышают 10 кВ, 8 кА. Здесь особое внимание уделяется «быстровосстанавливающимся» диодам (БВД), производимых сегодня на базе кремния. Известно [30, 39,59,63], что возможности «быстровосстанавливающихся» диодов (БВД) определяют «канавочные» (траншейные — trench) структуры, ячеистые pin диоды Шоттки, технологии облучения для уменьшения времени жизни и регулирования эффективности эмиттера. Освоено производство БВД с предельно блокирующим напряжением 6,5 кВ, а в ближайшей перспективе появятся БВД на 8 кВ. Хорошо зарекомендовали себя БВД из арсенида галлия (GaAs). Однако силовые диоды из карбида кремния (SiC) могут стать доминирующими для высокочастотных (и высокотемпературных) применений, если будут решены проблемы получения исходного материала. В настоящее время существуют SiC диоды (Шоттки) на напряжения до 1200 В и токи до 20 А, осуществляется освоение промышленного производства SiC БВД на 2500 В/100 А с последующим переходом к выпуску БВД на 5 кВ/200 А (на основе GaN и алмазных плёнок).

Сегодня, например, ОАО «Электровыпрямитель» - крупнейшая электротехническая компания России поставляет на рынок широкий спектр СПП, используемый в преобразовательной технике на всех направлениях всего технологического цикла электроэнергетики: выработка, передача, распределение, потребление электроэнергии. Из основных разработок, выполненных на базе СПП производства компании, следует отметить [64]:

- системы возбуждения турбогенераторов мощностью от 320 МВт до 1200 МВт на тиристорах (фланцевой конструкции):  $I_n = 630$  А,  $U_n = 2500$  В,

- диоды Д185-500, блокирующее обратное напряжение 4000В (металлокерамический корпус);

- модуль тиристорного ключа на:  $U_n=12$  кВ,  $I_n = 2500$  А. Основная элементная база: высоковольтные тиристоры - фототиристоры: ТФ183-2000-70,  $I_{cp}$  до 2 кА;  $U_{cp}$  до 8 кВ. Управление осуществ-

ляется через оптический кабель ЛТТ-адаптер импульсами света (инфракрасного диапазона с длиной волны  $\lambda \approx 0,88-1,05$  мкм и мощностью 40мВт);

- мощные высоковольтные тиристоры серии 283 с блокирующим напряжением до 8 кВ и ток 2 Ка;

- IGBT - модуль,  $I_n$  от 25 до 4200А,  $U_n$  от 600 В до 6,5 кВ; частота переключения от 0,5 до 35 кГц. Для электроподвижного состава ж.д. разработаны IGBT- модули с напряжением изоляции не менее 13 -20 кВ, а для технологии высокочастотного нагрева IGBT- модуль с частотой коммутации от 20 до 100кГц. Новейшей разработкой компании является IGBT- модуль с SiC диодами Шоттки M2TKI-50-12 ЧШ для преобразователей частоты систем индукционного нагрева:  $f = 50$  кГц,  $I_n = 20 - 600$  А при  $U = 1200$  В;

- диодные сборки СД-2-50,  $U_{раб.} = 50$  кВ,  $I_{cp} = 2$ А (для устройств защиты фидеров контактной сети электрических участков ж.д.) и др.

Применение упомянутых СПП в схмотехнических решениях современных ЭУ МС позволит повысить надежность и эффективность преобразования всех видов электроэнергии с высоким КПД (до 99% и выше).

### Контрольные вопросы

1. Поясните принцип работы диода, классификация диодов, характеристики и особенности применения в зависимости от полупроводникового материала?

2. Каковы особенности структуры, принципа работы и применения туннельных диодов?

3. Поясните принцип работы и особенности применения обращенных диодов?

4. Назначение, принцип работы и особенности применения варикапов?

5. Светоизлучающие диоды, принцип работы, характеристики и особенности конструктивного исполнения, применения?

6. Лавинные диоды, назначение, особенности применения?

7. Оптроны, классификация, особенности применения оптронов?

8. Транзисторы, классификация, особенности схем включения?

9. Назовите и приведите характерные параметры транзисторов?

10. Характеристики транзисторов, расчет схем в системе h-

параметров?

11. Фототранзисторы, принцип работы и особенности схем включения?

12. Полевые транзисторы, особенности конструкции, характеристики?

13. Особенности применения полевых транзисторов в ключевых схемах М и РТС, в устройствах промышленной автоматики?

14. Тиристоры, классификация, основные параметры и применение?

15. Запираемые тиристоры, особенности схем защиты тиристоров и др. СПП?

16. Фототиристоры (оптотиристоры), конструктивные различия, характеристики и особенности применения?

17. Поясните задачу и особенности расчета защитных LCR - цепочек СПП?

18. Перспективы развития СПП и их применения в ЭУ М и РТС?

## ГЛАВА 3. ЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО КАНАЛА И СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

### 3.1. Функциональные задачи электронных устройств управления мехатронными системами

Для управления движением исполнительных органов М и РТС (машин и производственных механизмов) и обеспечения требуемых режимов работы приводов необходимо соответствующее регулирование ряда переменных (входных управляющих воздействий и выходных координат) [1], например, скорости движения ИМ, ускорения, положения РО машины и т.д. Здесь важно отметить, что привод любой МС, в общем случае, состоит из трех основных частей: источника энергии, источника движения (двигателя, мотора), передачи, связывающей двигатель с перемещающим элементом или исполнительным органом машины (оборудования), и устройства управления УУ (или СУ). При этом приводы технологического оборудования (ТОБ) выполняют самые разнообразные функции: преобразование какого-либо вида энергии в механическую энергию, необходимую для совершения производственных процессов РО машин или оборудования (силовые приводы); управление, состоящее в перемещении каких-либо элементов управляющих устройств по целесообразному закону (приводы управления или сервоприводы). Указанные функции часто совмещаются в одной приводной системе (ПС) или отдельно по объекту управления (ОУП). По способу управления режимами работы (пуск, изменение скорости движения, торможение) различают приводы с разомкнутой и замкнутой системами управления (СУ). В приводах с замкнутыми системами управления заданные значения выходных параметров движения исполнительных органов (значения скорости, перемещений и др.) сопоставляются с текущими значениями указанных параметров, контролируемых посредством датчиков и передаваемых цепью ООС. Рассогласование, полученное в элементах сравнения (ЭС) УУ, воздействует на управляющий орган привода, устраняющий возникшее рассогласование.

Для осуществления как силовых, так и управляющих функций привода используют различные виды энергии. По виду применяе-

мой энергии приводы разделяют на электрические, гидравлические, пневматические, механические и комбинированные.

Управление двигателем может быть автоматическим и неавтоматическим, но автоматизированным. При неавтоматическом, хотя и автоматизированном, управлении двигателем непосредственное воздействие на ОУП осуществляет человек (оператор), как показано на рис. 3.1. Если процесс преобразования энергии, вещества и информации, поддержание работоспособности и безаварийности функционирования объекта путем сбора и обработки информации о состоянии объекта и внешней среды, выработки решений о воздействии на объект и их исполнение осуществляются УУ, когда обеспечивается заданное соответствие целевому назначению процесса преобразования, то такое управление называют автоматическим. Система, состоящая из объекта управления (ОУП) и автоматического устройства управления (АУУ), в котором автоматически выполняется заданный процесс преобразования, называется системой автоматического управления (САУ).

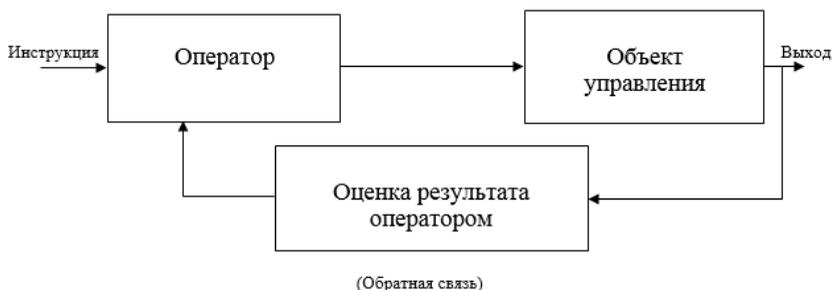


Рис. 3.1. Неавтоматическое управление объектом

Под мехатронным объектом управления (ОУП) часто понимают изделие, представляющее собой машину с компьютерным управлением, т.е. МС, самостоятельно функционирующую в соответствии с целевым назначением [1,2,16]. Для осуществления автоматизации необходимо знать технологию производства (процесса), целесообразные средства механизации, теорию и принципы работы САУ и контроля параметров, устройство и принцип действия элементов автоматики (технических средств), из которых состоят САУ и контроля.

На рис. 3.2 приведена обобщенная функциональная схема САУ, представляющая собой совокупность соединенных определенным образом элементов (звеньев, электронных блоков) МС (ТС) по выполняемым ими функциям независимо от их физической природы

[2,3]. Системы управления иногда делят на два класса. Если целью системы управления является поддержание постоянного значения физической переменной на выходе при наличии возмущений (возмущающего воздействия), то её называют системой регулирования. Ко второму классу систем управления относят следящие системы, в которых физическая переменная должна отслеживать или воспроизводить некоторую заданную функцию времени. В этом случае выходная переменная (реакция ОУП) изменяется в нужном направлении с помощью сигнала ошибки ( $\epsilon$ ). Следящий привод (СП) реализует указанный принцип управления, когда регулируемая величина с той или иной степенью точности воспроизводит приложенное к системе управляющее воздействие ( $U_3$ ). Сравнение текущего значения регулируемой величины (например, угла поворота транспортной тележки, руки промышленного робота ПР) с управляющим воздействием осуществляется в элементе сравнения (ЭС) и формируется сигнал ошибки – первичный сигнал управления ( $\epsilon$ ). Информация о текущем значении регулируемой величины ( $-U_{\text{гос}}$ ) поступает по каналу главной обратной связи (ГОС).

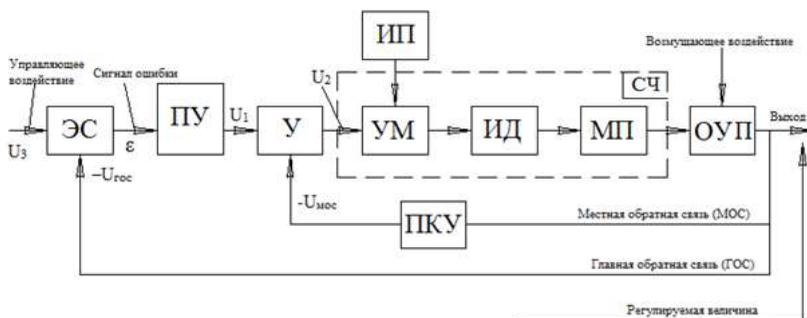


Рис. 3.2. Обобщенная функциональная схема САУ

Преобразующее устройство (ПУ) СП служит для преобразования сигнала ошибки к виду, удобному для должного использования, а также осуществляет дальнейшую обработку сигнала (по снижению в нем уровня помех) с формированием сигнала  $U_1$  на выходе. Для придания СП желаемых динамических свойств предварительный усилитель (У) формирует составляющие результирующего сигнала  $U_2$  для управления усилителем мощности УМ, пропорциональные производным (или интегралам от ошибки), посредством параллельного корректирующего устройства (ПКУ),

входящего в состав У, с учетом сигналов цепи местной обратной связи (МОС) [7,11,70]. Силовая часть (СЧ) СП состоит из усилителя мощности УМ, исполнительного двигателя ИД, редуктора (механической передачи МП) ИМ, соединенного с ОУП. Управляемый усилителем мощности (УМ) поток энергии от источника энергии ИП поступает на исполнительный двигатель (ИД). При этом мощность, развиваемая на выходе усилителя мощности (УМ), превышает мощность управляющего сигнала ( $U_2$ ) в  $K_y$  раз. Под  $K_y$  следует понимать коэффициент усиления усилителя мощности УМ, устанавливаемый в диапазоне  $10^2 - 10^3$  и более. В качестве усилителей мощности (УМ) широко применяются в СП усилители, построенные на полупроводниковых приборах (транзисторах, тиристорах, симисторах), а также электромагнитные, магнитные, электрогидравлические усилители и гидронасосы. В СП широкое применение находят электрические исполнительные двигатели (ИД) постоянного и переменного тока (многофазные синхронные, асинхронные, линейные, пьезоэлектрические, вентильно-индукторные двигатели ВИД) и двигатели других типов; гидромоторы и силовые гидравлические цилиндры [71]. Для осуществления рабочих процессов в автоматизированном оборудовании необходимо согласование характеристик ИД с характеристиками объекта управления (ОУП), формируемыми кинематическими параметрами механизма передаточного (МП): коэффициентом полезного действия ( $\eta$ ) и передаточным отношением ( $i$ ) редуктора, скоростью и ускорением движения РО, моментами нагрузки.

Упрощенный анализ принципов управления СП МС (технических систем ТС) позволяет условно представить [4,10,11]:

1. САУ СП, состоящую из двух каналов: канал 1 – канал прямой связи, содержит все элементы, преобразующие сигнал в прямом направлении (от ЭС к ОУП); канал 2– канал ООС, несет информацию о регулируемых параметрах для сравнения их на входе системы (от ОУП к ЭС).

2. Типичными элементами информационной и энергетической частей САУ являются:

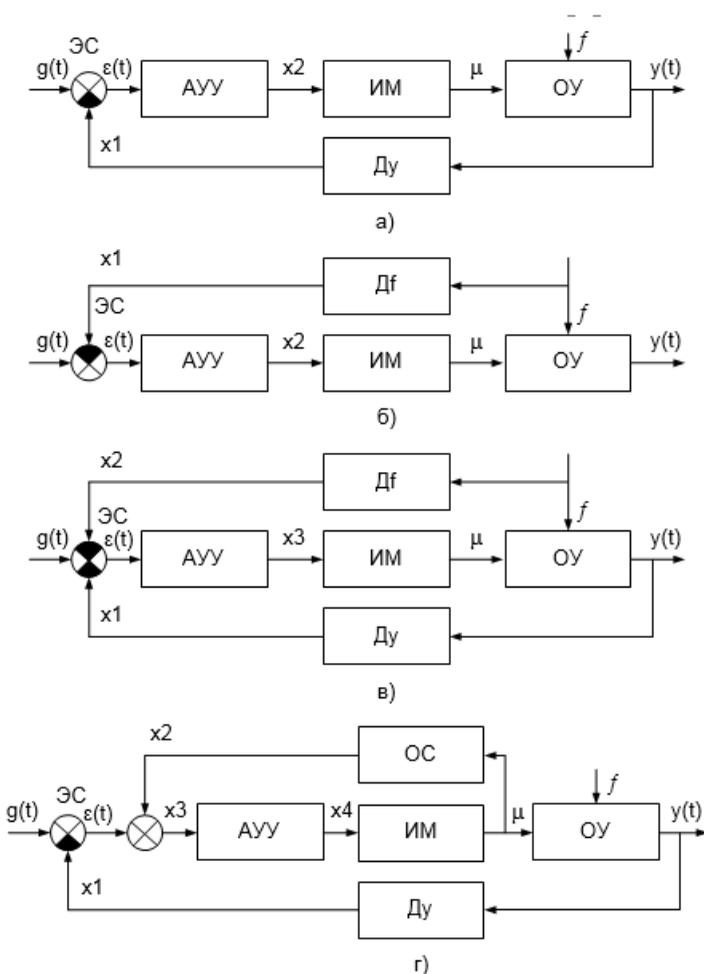
- датчики (измерители различных физических величин), контролирующие и вводящие в систему управления информацию о задачах управления и результатах управления;
- вычислительные устройства (блоки хранения и преобразования информации), определяющие параметры управления и заданное их преобразование, вырабатывающие сигналы управления;
- регулирующие (силовые), исполнительные и передаточные

устройства, непосредственно осуществляющие управление ОУП, рабочим органом МС.

Преобразование информации осуществляется в управляющих каналах, выполненных в виде различных блочных устройств как аналоговых, так и цифровых. Выделение энергетического и информационного каналов обусловлено различием решаемых ими задач и критериев качества функционирования системы управления приводом. Важнейшими показателями для энергетического канала являются пропускная способность, диапазон изменения преобразуемой энергии и суммарные потери, определяющие энергетический КПД в целом МС.

### **3.2. Классификация и особенности построения систем управления**

При рассмотрении принципа построения функциональных схем САУ следует обратить внимание на понятие «элемент автоматики» (рис. 3.3). Под элементами автоматики понимают отдельные технические средства, контрольно-измерительные и другие приборы (включая элементы вычислительной техники), а в некоторых случаях – это совокупность технических средств автоматики, выполняющих определенную функцию [7,11]. Для наглядности «элементы автоматики», в том числе и ОУП (в целом МС), часто изображают в виде нескольких четырехугольников и взаимосвязанно (определенным образом) соединяют между собой в схеме, называемой функциональной. Входные и выходные сигналы элементов и ОУП изображают на функциональной схеме в виде стрелок с простановкой условного буквенного обозначения. В зависимости от выбранного закона функционирования ОУП и способов получения информации об его изменении и выходных параметров, различают несколько принципов управления: по отклонению, по возмущению и комбинированный [65,66].



Принцип управления по отклонению реализуется в замкнутых системах управления (рис. 3.3,а), где с помощью чувствительного элемента (датчика  $Ду$ ) измеряется текущее значение  $y(t)$  регулируемого параметра ОУП, а в элементе сравнения (ЭС) определяется значение отклонения ( $\epsilon$ ) регулируемого параметра от заданного, т.е.  $\epsilon(t) = g(t) - x_1$ . Отклонение (рассогласование)  $\epsilon(t)$  формирует регулирующее воздействие  $\mu$  на ОУП с целью устранения возникающего отклонения  $\epsilon(t)$ .

Принцип управления по возмущению реализуется в разомкнутых (по главной обратной связи ГОС) системах управления (рис. 3.3,б). В системе датчик  $Дф$  измеряет возмущающее (контролиру-

емое) воздействие  $f$  на ОУП, а автоматическое устройство управления (АУУ) формирует через исполнительный механизм (ИМ) управляющее воздействие  $\mu$  на ОУП и компенсирует возмущающее воздействие  $f$  на ОУП. Такие САУ называются инвариантными по возмущению или просто инвариантными САУ. Основное преимущество этого принципа – высокое быстродействие, поскольку система реагирует непосредственно на причину, вызывающую изменения управляемой величины  $y(t)$ . Однако вследствие наличия разомкнутости системы (по ГОС), отклонение управляемой величины  $y(t)$  может превысить допустимые значения из-за действия на ОУП неконтролируемых возмущений. САУ, работающие по принципу управления по отклонению, имеют преимущества перед САУ, работающими по принципу управления по возмущению. Основное преимущество – высокая точность управления при возмущающих воздействиях (даже при неконтролируемых). Однако замкнутые системы имеют сравнительно низкое быстродействие, так как реагируют не на причину (возмущающие воздействия), а лишь на следствие (отклонение управляемой величины от заданного значения), т.е. функционируют с некоторым запаздыванием.

Комбинированный принцип управления (рис. 3.3,в) объединяет оба принципа: управление по отклонению и по возмущению; этот принцип называют также компаундированным по возмущению. В системе контролируемая величина измеряется датчиком отклонения выходной величины ( $D_y$ ), а возмущающее воздействие – датчиком возмущения  $D_f$ . Посредством АУУ и ИМ формируется управляющее воздействие  $\mu$  на ОУП с целью устранения (уменьшения) влияния возмущающего воздействия  $f$  на управляемую величину  $y(t)$  на выходе ОУП.

В современных САУ широко используются обратные связи (ООС) для повышения качества их функционирования. ООС – это передача выходного сигнала системы на её вход или вход предыдущего элемента. Отрицательная обратная связь (ООС) – это связь, при которой сигнал ОС вычитается из задающего сигнала  $g(t)$ , т.е.  $\varepsilon(t) = g(t) - x_1$  (рис. 3.3,г) и на функциональных схемах ООС изображают в виде заштрихованного сегмента элемента сравнения (ЭС). Отрицательная ОС обычно используется для стабилизации контролируемых параметров (режимов) работы системы, а положительная ОС – для их усиления. Главная обратная связь (ГОС) в САУ всегда отрицательная.

По степени использования при управлении информации о параметрах и структуре ОУП САУ разделяют на адаптивные САУ:

беспоисковые, поисковые, с идентификацией; САУ с переменной структурой; неадаптивные САУ [4,7,67]. По степени определенности («заданности») преобразования координат в системе управления современные САУ подразделяют на детерминированные и стохастические. По виду представления управляющих воздействий САУ подразделяют на аналоговые (непрерывные) и дискретные (прерывистые, импульсные, цифровые). По степени участия человека-оператора в управлении процессом САУ определяют как ручные, автоматические и автоматизированные, когда человек-оператор находится в контуре управления.

По степени связности процессов в объекте и степени сложности структуры ОУП (по виду топологии), функциональные схемы различают:

- одноконтурные САУ – с одной регулируемой величиной (включен один канал ООС);

- многоконтурные САУ – с одной регулируемой величиной (включают в себя один канал ГОС и несколько каналов местной обратной связи МОС);

- многоконтурные САУ – с несколькими регулируемыми величинами (содержат несколько каналов ГОС, а также местной ООС или МОС).

Подробная информация по классификационным признакам САУ, характеризующим понятия, относящиеся к принципам цифрового управления, хорошо освещена в ряде работ, в частности в [67,68] и др. Современные системы управления, например, приводом, функционируют на нижнем (исполнительном) уровне иерархии управления вместе с автоматизированной системой управления более высокого (тактического, стратегического) уровня, которая вырабатывает управляющее воздействие в соответствии с принятыми критериями: минимальной длительности переходных процессов, минимальных потерь используемой энергии в МС. Такой подход к разбиению системы управления на отдельные подсистемы связан с особенностями построения алгоритмического обеспечения, т.е. тех законов управления, которые реализуются вычислительно-логическим блоком (ЭВМ высокого уровня). Соответственно указанному подходу решение по целесообразному управлению МС в целом, действиями рабочего органа ПР возможно через разделение общей задачи управления на несколько самостоятельных подзадач или уровней управления [69]. При этом основная задача управления заключается в расчете и выдаче на приводные системы таких сигналов управления, которые обеспечили бы качественное исполнение заданных законов движения по

отдельным движениям звеньев ИМ (степеням подвижности ПР) и в целом МС, поступающих со второго вышестоящего (тактического) уровня управления. На третьем (стратегическом) уровне предполагается, например, планирование траектории движения рабочего органа ПР (например, захватного устройства ЗУ) по некоторой траектории, предписываемой ему технологической операцией. Указанные принципы организации систем управления МС (ТМ, всевозможными ОУП, включая и ПР) с применением микропроцессорных устройств и специализированных микроэлектронных устройств способствуют расширению функциональных возможностей и качественному повышению уровня исполнения МС широкого назначения.

### 3.3. Электронные узлы в структуре цифровой одноконтурной системы управления электропривода

Исполнительский уровень сложной МС с несколькими приводными системами, (в частности, в технологической машине ТМ, обрабатывающем центре) можно представить многоконтурной системой управления, отдельный контур которой является цифровым следящим приводом (ЦСП) и имеет, в общем случае, структуру, показанную на рис. 3.4.

Цифровую часть привода составляет микроЭВМ или специализированный микропроцессорный контроллер (МК) в зависимости от выбранной общей структуры системы управления, например, промышленным роботом (ПР). При этом микроЭВМ (или МК) выполняет функции [70]:

- задающего устройства, связанные с формированием законов движения привода  $g(t)$ ;

- чувствительного элемента привода, связанные с определением рассогласования между заданием на привод  $g(t)$  и его текущим положением  $y(t)$ ;

- цифрового регулятора (ЦР) положения или скорости, связанные с вычислением управляющего сигнала {по отклонению  $\varepsilon(t)$ } обеспечивающего отработку приводом заданного ему движения.

Аналоговая часть привода включает в себя усилительно-преобразовательный элемент (УПЭ), датчик главной обратной связи (ДОС) и исполнительный элемент (ИЭ), состоящий из двигателя и редуктора и приводящий в движение управляемое данным приводом кинематическое звено (КЗ) манипулятора. С помощью тахогенератора (ТГ), устанавливаемого на валу исполнительного

двигателя, образуется местная демпфирующая обратная связь по скорости, обеспечивающая устойчивость непрерывной части привода. Сопряжение управляющей микроЭВМ (или МК) с аналоговой частью цифрового привода осуществляется в прямом контуре с помощью преобразователя КОД-АНАЛОГ (ПКА), а в контуре обратной связи – с помощью преобразователя АНАЛОГ-КОД (ПАК).

В зависимости от вида усилительно-преобразовательного элемента в качестве ПКА наиболее часто используются:

- цифроаналоговые преобразователи (ЦАП), выполняющие преобразование цифрового кода управляющего сигнала в напряжение;

- преобразователи КОД – ШИМ, осуществляющие формирование

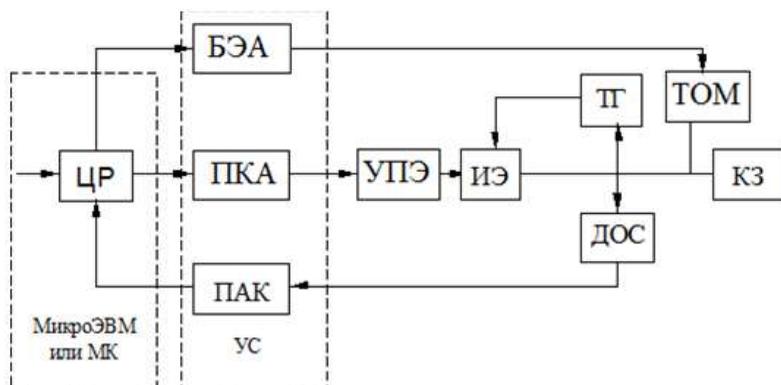


Рис. 3.4. Структурная схема цифрового следящего привода

импульсного сигнала с постоянной амплитудой и частотой, модулированного по длительности в зависимости от кода входного сигнала;

- преобразователи КОД-ЧИМ, формирующие на выходе импульсные сигналы постоянной амплитуды, частота следования которых определяется значением входного цифрового кода.

Преобразователь ПАК необходим лишь в случае использования в приводе аналогового датчика ГОС. Наибольшее распространение среди аналоговых датчиков получили индукционные «фазовращательные» и потенциометрические. При этом в первом случае физическая реализация ПАК связана с определением сдвига между фазами аналоговых сигналов, поступающих из датчика в зависимости от угла поворота ИЭ, и преобразованием его в унитарный или цифровой код. Во втором случае применяют аналого-

цифровые преобразователи (АЦП), преобразующие напряжение, снимаемое с потенциометра, в соответствующий цифровой код.

В последнее время в качестве ДОС, например, в приводах ПР чаще используют датчики дискретного типа (импульсные и кодовые - энкодеры), не требующие применения ПАК в СУ. Это не означает, однако, что полностью отпадает необходимость в устройствах сопряжения ДОС с управляющей микроЭВМ. В этом случае они должны осуществлять согласование параметров сигналов с ДОС со стандартом шины микроЭВМ (или МК) и при необходимости буферизацию данных, поступающих от ДОС.

Нередко на выходных валах приводов ПР устанавливают тормозные муфты (ТОМ), позволяющие жестко фиксировать положение выходного вала привода. Управление такими муфтами осуществляется дискретными сигналами с помощью специального блока электроавтоматики (БЭА).

Наиболее существенной особенностью рассматриваемого привода является наличие в его контурах управления информации как аналогового, так и цифрового вида. Это приводит к необходимости применения специального математического аппарата для описания и наглядного структурного представления СП с микропроцессорным управлением, отличающегося от описания традиционных до недавнего времени автоматических систем непрерывного действия [71].

При проведении расчетов СП со встроенными микропроцессорами приходится учитывать такие специфические эффекты, как квантование сигналов по времени и по уровню, что обусловлено наличием цифровой части в системе управления приводом. Кроме того, в системе появляется запаздывание, вызванное конечным временем вычислений, производимых в микропроцессорном устройстве. Возможно также, что в цифровой части различные сигналы управления обрабатываются с разной скоростью. Такую цифровую систему необходимо рассматривать как многочастотную [7,33], т.е. имеющую цифровые контуры, функционирующие с различными периодами дискретности.

Третья группа особенностей проектирования приводов ПР с микропроцессорным управлением связана с тем, что устройство управления приводом можно рассматривать как специализированный микропроцессорный модуль. Это требует решения вопросов выбора элементной базы и определения архитектуры модуля в целом. В этом случае необходимо выбрать конкретный тип микропроцессора, оценить потребности в объемах памяти для хранения данных и программ, подобрать соответствующие элементы

постоянной и оперативной памяти. Кроме того, необходимо организовать интерфейсы для подключения к микропроцессорному модулю внешних устройств (исполнительных элементов привода, датчиков обратной связи, концевых выключателей и т.п.) и для включения самого модуля в вычислительную систему, в целом реализующую СУ ПР. Наконец, необходимо создать и отладить программное обеспечение микропроцессорного модуля, соответствующее выбранным алгоритмам управления приводом.

Таким образом, проектирование СП с микропроцессорным управлением представляет собой комплексную задачу, в решении которой можно выделить следующие этапы:

- выбор законов управления приводом и определение структуры ЦСП;

- исследование динамических свойств привода и расчет параметров выбранной структуры ЦСП в соответствии с требованиями к динамике привода;

- разработка алгоритма прямого цифрового управления приводом на основе выбранных законов управления и с учетом всех задач, возлагаемых на микроЭВМ (или МК) на исполнительном уровне СУ ПР;

- определение архитектуры микроконтроллера при реализации исполнительного уровня с помощью автономных микропроцессорных модулей;

- создание и отладка программного обеспечения управляющей микроЭВМ.

Только детальная проработка каждого этапа проектирования ЦСП и обеспечение заданных требований качества управления позволяют дать оценку общего вычислительного объема и скорости обработки информации, определить требования к техническим характеристикам силовых компонентов энергетического и микроэлектронных узлов информационного каналов МС.

### **3.4. Энергетическая и функциональная составляющие систем управления**

Электромеханическая составляющая МС (электромеханическая система ЭМС) является основой преобразования электрической энергии в механическую движения ИМ и представляет собой сложную техническую систему (ТС), которую можно рассматривать на различных уровнях детализации и декомпозиции. Наиболее укрупненными элементами ЭМС являются энергетическая

подсистема (ЭПС) и информационная (ИПС), выделяемые по функциональному признаку (см. рис.1.1). Основные узлы ЭПС (рис.3.5) составляют: электромеханический преобразователь ЭМП и энергетическое электронное устройство (ЭЭУ) [72]. Информационную подсистему образуют устройства управления (УУ), диагностирования (УД) и защиты (УЗ). Каждая подсистема решает свою достаточно определенную группу задач. В частности, энергетическая подсистема обеспечивает протекание процессов электромеханического преобразования электроэнергии, отвечающих назначению преобразователя по реализации задания, например, необходимого уровня выходной мощности [73,74], скорости движения ИМ МС.

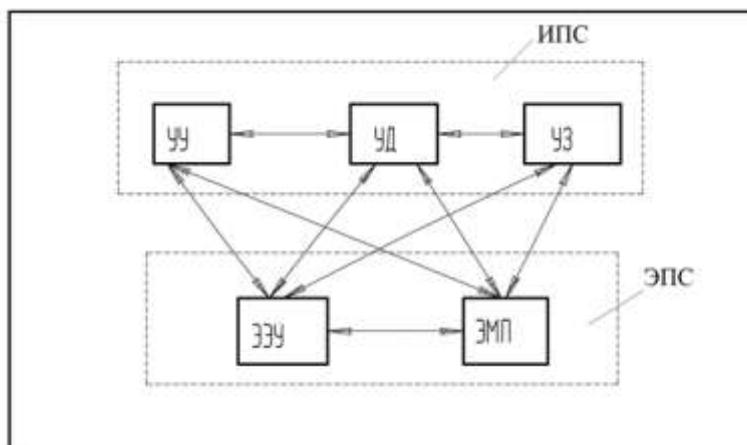


Рис. 3.5. Структура связей энергетической и информационной подсистем СУ

Процессы преобразования обязательно сопровождаются вторичными энергетическими процессами другой природы - электромагнитными, тепловыми, гидродинамическими, аэродинамическими [1,71].

В ИПС осуществляются информационные процессы управления и текущего диагностирования состояния МС, обеспечивающие контроль выполнения и соответствия заданного режима работы ЭПС, поддержания, например, технологического процесса с необходимой точностью контролируемых энергетических параметров, а также защиту силовых элементов всей цепи от перегрузок ЭПС электрического и механического вида.

Элементную базу функциональной ИПС образуют устройства и приборы электромеханики и электроники. К первым относятся электромеханические преобразователи (двигатели: постоян-

ного тока ДПТ, синхронные СД, асинхронные АД, вентильно индукторные двигатели ВИД и др.), силовые трансформаторы ТС, различные реакторы и силовые фильтры, контрольно-измерительные приборы. К силовым электронным устройствам относятся устройства преобразования электроэнергии, содержащие диоды, транзисторы, тиристоры и другие элементы силовой электроники, а также электронные устройства (ЭУ), созданные на их основе и образующие электронные силовые компоненты ЭПС. По функциональному назначению электронные компоненты подразделяются на электронные компоненты энергетического (ЭКЭ) и информационного (ЭКИ) назначения.

К ЭКЭ назначения обычно относят переключающие и выпрямительные силовые электронные устройства, различные инверторы, преобразователи частоты. ЭКЭ обеспечивают изменение параметров электроэнергии (преобразование переменного тока в постоянный и наоборот, регулирование частоты тока и напряжения), а также переключение в силовых цепях ЭПС. К основным ЭКИ назначения относятся различные маломощные усилители, включая импульсные, информационные устройства, цифровые и аналоговые преобразователи, микропроцессоры.

Устройства ИПС формируются из ЭКИ и ряда других микроэлектронных приборов и узлов, традиционно используемых в автоматизированном электроприводе, системах автоматического управления и станочной автоматике [72, 73,74].

В общем случае ИПС формирует алгоритмы рационального дозирования электроэнергии, режимы ее преобразования в контуре ЭПС с постоянным контролем задаваемых и реализуемых параметров при работе МС (ТМ соответственно задачам технологического процесса).

### **3.5. Особенности работы электронных устройств в системах управления электроприводами МС**

ЭУ являются важнейшей составляющей систем управления СУ роботизированных технологических комплексов (РТК), робототехнических систем (РТС) и технологического оборудования (ТОБ) широкого назначения. Силовая часть систем автоматического управления, которую составляет основной силовой блок электронных устройств МС, обычно характеризуется работой при больших токах и напряжениях, коммутируемых СПП с высокой частотой (скоростью), и сопровождаемых формированием про-

мысленных помех, влияющих на надежность функционирования микроэлектронных устройств СУ [14,25,34]. Появление промышленных помех часто вызывает сбои в работе устройств микроэлектроники, требует принятия особых защитных мер, современных схемотехнических и конструктивных решений при разработке силовых ЭУ. Промышленные помехи широкого спектра частот могут создавать такие электротехнические установки и электронные устройства [17,55], например:

- тиристорные выпрямители (преобразователи), содержание переменной составляющей в выпрямленном напряжении которых может изменяться с изменением угла управления  $\alpha$  тиристорами от 0 до  $\pi/2$  при индуктивной (или от 0 до  $\pi$  при активной) нагрузке [17]. Уровень переменной составляющей оценивается значением коэффициента пульсаций  $K_p$ , который увеличивается с увеличением угла  $\alpha$ . Влияние тиристорного выпрямителя на формирование пульсаций тока в питающей сети рассматривают, когда мощность выпрямителя соизмерима с мощностью сети. В этом случае появление высших гармоник тока в первичной обмотке силового трансформатора, т.е. в питающей сети, искажает форму напряжения на входе выпрямителя. Таким образом, тиристорные преобразователи, как управляемые выпрямители, взаимодействуют с питающей сетью, что следует рассматривать как интересную и достаточно сложную проблему. Во-первых, токи, протекающие в фазах сети переменного тока, существенно «несинусоидальны», а тиристорный преобразователь является источником генерации в питающую сеть спектра высших гармоник тока. Высшие гармоники оказывают вредное воздействие «на окружающую среду» – разрушают изоляцию ЭУ, электротехнических блоков и узлов, а также изоляцию исполнительных двигателей, монтажных проводов, создают помехи, ведущие к сбоям в информационных каналах САУ.

Для снижения влияния гармоник тока в сети питания (на входе выпрямителя) включают электрические фильтры, настроенные на соответствующие гармоники. Порядок гармоник определяется следующей закономерностью [29]:

$$q = km_n \pm 1, \quad (3.1)$$

где  $k = 1,2,3,\dots$ ;  $m_n$  - число пульсаций выпрямленного напряжения за период;

- инверторы напряжения (см. главу 5) с широтно-импульсным регулированием (ШИР), являющимся частным случаем широтно-импульсной модуляции (ШИМ) при формировании синусоидального выходного напряжения  $U_n$  на нагрузке. При этом действующее

значение выходного напряжения  $U_n$  инвертора (при уменьшении длительности управляющих импульсов на угол  $\alpha$ ) можно определить из выражения [17]:

$$U_n = U_a \cdot \sqrt{(\pi - \alpha) / \alpha}, \quad (3.2)$$

где  $U_a$  - входное напряжение инвертора (источника питания),  $\alpha$  - изменение длительности управляющего импульса транзистором однофазного инвертора напряжения. При чисто активной нагрузке гармонический состав выходного напряжения  $U_n$  с ростом угла  $\alpha$  ухудшается, т.е. содержание высших гармоник увеличивается [25].

В частотно-регулируемых электроприводах М и РТС основным источником промышленных радиопомех при работе преобразователя частоты (ПЧ) являются переключающиеся с высокой скоростью IGBT- и MOSFET-транзисторы. Генерируемые помехи характеризуются высоким уровнем – в некоторых случаях до 140 дБ – и широким спектром частот – от единиц килогерц до десятков мегагерц. По нормам допускаемых промышленных радиопомех последние измеряются обычно в диапазоне 0,15 – 30 МГц. Распространение помех осуществляется разными путями: монтажные провода, паразитные емкости между землей и корпусами радиоэлементов, узлов; витковые емкости трансформаторов.

Безусловно, любое преобразование электроэнергии посредством ЭУ (ЭМ), различных преобразователей и коммутационных узлов негативно влияет на качественные показатели электроэнергии питающей промышленной сети. Поэтому вопросу улучшения «синусоидальности» кривой питающего переменного напряжения (качеству электроэнергии КЭ [75]) в настоящее время уделяется особое внимание (ГОСТ 32144-2014). Фильтрация гармоник в выходном напряжении осуществляется посредством: электрических фильтров, векторного синтеза синусоиды, широтно-импульсной модуляции прямоугольного напряжения, другими устройствами и методами [76,77,78]. Снижение уровня гармонических составляющих, например, выходного напряжения автономного инвертора (АИН) при управлении трехфазным асинхронным двигателем (АД) по схеме «АИН-АД» в электроприводе МС позволяет повысить равномерность вращения вала двигателя, уменьшить потери от гармоник и повысить КПД системы преобразования электроэнергии, уменьшить уровень промышленных помех [10, 11,12, 79].

Работоспособность всех компонентов, микроэлектронных узлов СУ также оказывает существенное влияние на нормальное функ

ционирование силовых элементов цепи ЭУ и МС в целом. Известно [80], создание электронных узлов (драйверов) для управления тиристорами, транзисторами силовых ЭУ СУ из-за введения отрицательного смещения, не превышающего 5 В, на эмиттерных переходах СПП повышает уровень напряжения включения и их устойчивость к самопроизвольному включению при высоких значениях скорости изменения анодного напряжения  $dU/dt$ . Аналогичное влияние отрицательного смещения наблюдается в схемах силовых транзисторов, что также способствует более надежному их запираению и уменьшению теплового тока  $I_{ko}$ , снижению чувствительности схемы к промышленным помехам, наводкам в цепи управления и колебаниям коммутируемого напряжения. Схема управления СПП обычно подключается через разделительный конденсатор, импульсный трансформатор или оптрон. При наличии конденсатора после прохождения управляющего импульса на управляющем переходе возникает отрицательное напряжение, обусловленное разрядом конденсатора. Аналогичное действие отрицательного выброса наблюдается в обмотке импульсного трансформатора (ИТ).

При работе любого коммутационного устройства (КУ) на СПП следует учитывать важность согласования выходного сопротивления схемы управления с входным сопротивлением цепи перехода УЭ-К тиристора, которую часто шунтируют дополнительным резистором, изменяющим чувствительность и уменьшающим коэффициент передачи тиристора по входу. Такое же влияние имеет обмотка импульсного трансформатора, подключенного к управляющему переходу, так как ее сопротивление по постоянному току очень мало. Понизить, например, чувствительность входной цепи тиристора к воздействию  $dU/dt$  можно также параллельным включением конденсатора ( $C \approx 0,01 - 0,1$  мкФ) на вход УЭ-К. При этом конденсатор замыкает через себя броски тока, возникающие в емкостях переходов тиристорных в результате коммутаций в силовых цепях, и помехи в управляющей цепи [55,80].

Следует также отметить ЭУ с фазовым принципом управления напряжением (током) нагрузки [13,29], когда искажение формы питающего напряжения происходит в пределах каждого полупериода сетевого напряжения за счет сдвига момента включения СПП относительно момента перехода напряжения через нуль, что формирует в сети высшие гармоники, кратные частоте сети. Коммутация тока нагрузки посредством КУ (в питающей сети распределенных индуктивностей и емкостей) сопровождается индуцированием высокочастотных колебаний (частотой спектра до 1 ...2

МГц), распространяющихся по сети питания в управляющие цепи, источники питания и связанные с ними микросистемные устройства ИПС. Превышение уровнем помех некоторого расчетного порогового значения может привести к нежелательным сбоям в работе электронных компонентов, как в информационных, так и в силовых цепях ЭУ МС.

Естественно, надежная работа силовых и слаботочных ЭУ системы управления МС требует специальных мер защиты для исключения или существенного ослабления помех, возникающих из-за непосредственного соседства силовых и информационных цепей. Простейшими из этих мер обеспечения электромагнитной совместимости проектируемого ЭУ являются [1,13,31]:

- тщательное экранирование проводов в цепях СУ, проходящих в непосредственной близости от силовых цепей;

- использование цепи замыкания сигналов помехи через вторичную обмотку силового трансформатора;

- применение развязывающих элементов оптоэлектроники или импульсных трансформаторов во входных цепях СУ и в цепях управления отдельными электронными узлами МС.

- включение, например, насыщающих реакторов, ограничивающих скорость нарастания тока СПП в течение короткого времени до насыщения и т.д.

- включение помехоподавляющих фильтров, которые создают дополнительное затухание радиопомех в питающей сети;

- применение методов управления СПП, обеспечивающих включение их в момент перехода напряжения через нуль. Гармоническому спектру таких способов управления присущи две особенности: наличие в спектре низших гармоник и отсутствие высших гармоник, кратных частоте сети;

- электромагнитное экранирование с использованием тонколистовых и фольгированных материалов толщиной 0,01...0,05 мм, сеточных экранов. Причем сеточные экраны находят наибольшее применение, поскольку проще в изготовлении, удобны в сборке и эксплуатации, не препятствуют конвективным потокам воздуха, легки и позволяют обеспечить достаточно высокую эффективность в широком диапазоне радиочастот.

В процессе проектирования ЭУ М и РТС применяют различные комбинации перечисленных мер, включая дополнительные многовариантные решения по формированию отдельных магнитостатических и электростатических экранов для узлов и блоков силовой электроники и микросистемной электроники.

## 3.6. Обеспечение тепловых режимов электронных модулей МС

### 3.6.1. Теплофизические основы конструирования электронных модулей

Основным фактором, приводящим к выходу из строя СПП (ключевые элементы) преобразователей электроэнергии МС, является тепловое воздействие протекающего (аварийного) тока на структуру *p-n* перехода. Для ограничения влияния аварийных токов на СПП применяют специальные устройства защиты, ограничивающие длительность и амплитуду аварийного тока на таком уровне, чтобы тепловой эквивалент, обеспечиваемый защитным устройством, был меньше допустимого теплового эквивалента защищаемого прибора [3,55]:

$$\int i^2 dt < (i^2 t)_{\text{доп}}, \quad (3.3)$$

где  $t$  – время действия тока до его полного исчезновения, с.,  $i$  – мгновенное значение аварийного тока, А.,  $(i^2 t)_{\text{доп}}$  – допустимая перегрузочная способность полупроводникового прибора, А<sup>2</sup>с.

При проектировании ЭУ такие устройства защиты обязательно предусматриваются для обеспечения пусковых режимов ИД без перегрузок ключевых элементов по току в автоматическом режиме, например, электроприводов МС и других преобразователей на СПП [71,77]. Известно, что в процессе работы любого преобразователя электроэнергии по СПП и другим элементам энергетического канала протекают токи с выделением мощности тепловых потерь:

$$\Delta P = I^2 R \cdot K_d, \quad (3.4)$$

где  $I$  – действующее значение постоянного или переменного тока,  $R$  – суммарное сопротивление цепи (проводника);  $K_d$  – коэффициент добавочных потерь, обуславливающий увеличение активного сопротивления проводника явлениями поверхностного эффекта и эффекта близости [1,28]. В расчетах значения  $K_d$  обычно принимают: при протекании переменного тока  $K_d > 1$ , постоянного тока  $K_d = 1$ . Выделяемое при этом тепло определяется расходом электрической энергии, значение которого можно записать в виде:

$$\Delta A = \Delta P \cdot t = I^2 R \cdot K_d \cdot t, \quad (3.5)$$

где  $t$  – время действия тока. Часть энергии расходуется на нагрев элементов силовой цепи, проводников, а другая часть рас-

сеивается в окружающую среду ЭУ (электронного модуля ЭМ), являясь внутренним источником теплоты. В результате внутреннего выделения тепла повышается общая температура ЭУ (ЭМ) и изменяется распределение температуры внутри силового ЭМ вследствие неравномерности выделения теплоты отдельными элементами. Ограничение допустимой температуры определяется способностью токоведущих, изоляционных и конструкционных материалов, а также электрических контактов работать без повреждений и окисления в течение заданного срока службы ЭУ (электрического устройства), в целом ЭМ. Причем температура медного или алюминиевого проводника при длительной работе ЭУ (ЭМ) не должна превышать  $110^{\circ}\text{C}$ , для токовых однослойных катушек из алюминиевой шины с эмалевым покрытием допускается температура не более  $130 - 160^{\circ}\text{C}$ . Отдача тепла с нагретой поверхности проводника в окружающую среду осуществляется в результате теплообмена (теплоотдачи) тремя способами: теплопроводностью, конвекцией и тепловым излучением. Теплопроводность – это явление переноса тепловой энергии непосредственно от одной части твердого, жидкого или газообразного тела к другой. Наибольшая скорость передачи тепла наблюдается у металлов. Конвекция – явление переноса тепловой энергии перемещающимися частицами жидкости или газа. Установка вентиляторов, насосов способствует ускоренному перемещению частиц жидкости или газа (вынужденная конвекция) с увеличением передачи тепла. Тепловое излучение или лучеиспускание – явление переноса тепловой энергии от более нагретых тел к телам с меньшей температурой электромагнитными колебаниями через среду, прозрачную для последних. Твердые или жидкие тела тепловых лучей не пропускают за исключением газа. В то же время, если ЭУ (электрический аппарат) при работе МС имеет низкую температуру, то его активные материалы (СПП, катушки, токоведущие шины, магнитные сердечники) имеют некоторый запас и используются нерационально. Оценку эффективности использования ЭУ (ЭМ), электроаппарата в реальных условиях в заданном режиме можно получить только после выполнения теплового расчета. Задача обеспечения нормативных тепловых режимов электронных устройств информационного канала, электрических аппаратов и силовых преобразователей энергетического канала является одним из основных факторов, решаемых при проектировании (конструировании) ЭУ (ЭМ) МС. При этом рассматриваются условия изменения окружающей среды в пределах от  $-60$  до  $+40^{\circ}\text{C}$ , а в специальных устройствах и выше  $65^{\circ}\text{C}$ , при которых

предполагается эксплуатация ЭУ (ЭМ) МС.

Современные ЭУ (ЭМ) проектируются на элементной базе, например, IGBT- модули, позволяющей уменьшить удельную массу и объем устройств, увеличить удельную рассеиваемую мощность при переключениях СПП [25]. В этом случае проблема нагрева всех элементов ЭУ связана с тем, что для повышения надежности работы СПП необходимо обеспечить минимальные длины линий связи с блоками управления, т.е. разместить в конструкции ЭУ (ЭМ) также и блоки управления. Рост установленной мощности СПП в ЭМ МС обуславливает ухудшение электромагнитной обстановки и не может не учитываться при анализе электромагнитной совместимости, например, управляемого электропривода с питающей сетью переменного тока. Практически установлено [55,57], что при допустимой температуре кристалла IGBT-модулей, равной 150°C и выше (180-200°C [60]), температура корпуса СПП и поверхности теплоотвода (радиатора) достигает 160°C и более. Расположенные в непосредственной близости к СПП блоки управления ИК наряду с собственными тепловыделениями дополнительно испытывают тепловое воздействие, определяемое теплоизлучением конвективными тепловыми потоками от поверхности нагретых СПП и теплоотвода. С точки зрения теплоотвода проектируемая конструкция ЭУ (ЭМ) должна рассматриваться как система тел с источниками и стоками энергии, распределенными в объеме ЭУ. В целом математическая модель теплового состояния элементов ЭУ МС (проектируемого электропривода) должна учитывать процессы теплопроводности и теплоотдачи, конструктивные факторы элементов и системы охлаждения, изменение теплосодержания охлаждающей среды. Основными величинами, расчет которых необходим для решения задачи о тепловом состоянии элементов ЭУ (ЭМ), являются: потери в элементах энергетического канала, коэффициенты теплообмена с охлаждающей средой, температура и скорость охлаждающей среды. Конструктивной особенностью реализации, например, электропривода в виде ЭМ является принудительное охлаждение не только СПП, но и других элементов энергетического канала электропривода [81], в частности, дросселей с ферромагнитными сердечниками [82, 83]. Если по обмотке дросселя протекает неизменный по значению постоянный ток, то тепло выделяется только в обмотке катушки. В таком режиме работы ферромагнитный сердечник дросселя может рассматриваться как своеобразный радиатор, способствующий отведению тепла от соприкасающейся с ним поверхности катушки. Если дроссель включен в цепь переменного

тока, то его сердечник также становится источником тепла вследствие потерь мощности на перемагничивание и вихревые токи. Эти потери тем выше и нагрев сердечника тем больше, чем выше индукция в магнитопроводе, выше частота переменного тока и шире петля гистерезиса при расчетной частоте тока. Учесть все потери в контуре ЭУ (ЭМ) можно для конкретного режима работы силовых элементов по упрощенной расчетной схеме энергетического канала, как на переменном, так и постоянном токе.

### **3.6.2. Выбор способа охлаждения электронного модуля и особенности выполнения теплового расчета**

Для отвода тепла от нагретых отдельных СПП или ЭМ МС можно использовать естественное, принудительное, воздушное, жидкостное или испарительное охлаждение. Обеспечение нормативных тепловых режимов СПП, в целом ЭУ является одной из основных задач, решаемых обычно при проектировании МС.

Наибольшее применение находит принудительное охлаждение при продувке внутренней зоны блока (модуля), обдувом его наружной поверхности или перемешиванием воздуха внутри герметичного корпуса. Использование внутренних вентиляторов может обеспечить приточную, вытяжную или приточно-вытяжную принудительную вентиляцию. Для более легких режимов работы вентилятора его часто устанавливают в плоскости корпуса, в среде более холодного и плотного воздуха или применяют интеллектуальное (нечеткое) управление скоростью движения воздуха в зависимости от температуры нагрева СПП, ЭМ [82].

Жидкостное охлаждение наиболее эффективно используется при принудительном перемешивании (прогоне) охлаждающей среды, что обеспечивает высокий КПД из-за повышенной теплоемкости охладителя (радиатора). Несмотря на достаточно сложную реализацию жидкостного охлаждения, такие системы находят широкое применение не только для силовых блоков, но и мощных интегральных схем с повышенным быстродействием и увеличенной удельной мощностью интегральных схем [25,57,61].

В случае необходимости локализации отдельного мощного источника теплоты в ЭМ применяют испарительную систему, охлаждение в которой осуществляется за счет циркуляции жидкости с низкой температурой кипения (спирт, кремний, фреон, органические соединения). Основной элемент такой испарительной системы – тепловая трубка, частично заполненная жидким теплоносителем. В нагреваемой части тепловой трубы жидкость испаряется,

а в охлаждаемой части конденсируется. Здесь движение пара от горячей зоны к холодной осуществляется за счет капиллярности специального устройства (фитиля). От того, насколько правильно выбран способ охлаждения ЭУ (ЭМ) и разработана его конструкция, зависит работоспособность и долговечность МС (технологической машины ТМ). Следует отметить, что при разработке конструкции ЭУ (ЭМ) необходимо иметь исчерпывающие данные об условиях эксплуатации МС. Внешние факторы, как вибрация, ускорения, значительные колебания температуры и влажности, наличие в атмосфере агрессивных газов и паров, радиационные компоненты и агрессивная пыль существенно снижают надежность и срок службы ЭУ (ЭМ) МС.

Для выполнения предварительных тепловых расчетов внутренней объем ЭУ (ЭМ) сложной формы с неравномерным распределением температур заменяют **условной нагретой зоной**, поверхность которой принимается изотермической, а теплопроводность изотропной по всему объему нагретой зоны [41,55] находится из геометрических размеров поверхности, подлежащей охлаждению. Вначале расчета определяется условная поверхность нагретой зоны [73]:

$$S_3 = 2LB + 2(L+B)H \cdot K_3, \quad (3.6)$$

где L, B, H - соответственно длина, ширина и высота корпуса ЭУ (ЭМ), электронного блока;

$$K_3 = \sum_{i=1}^n V_{i\text{эл}} / V_K - \text{коэффициент заполнения корпуса};$$

$V_{i\text{эл}}$ ,  $V_K$  – объем  $i$  – го элемента ЭУ (ЭМ), электронного блока;  $V_K$  – объем корпуса ЭУ (ЭМ), электронного блока. Поверхность теплообмена корпуса ЭУ (ЭМ), электронного блока определяют по выражению:

$$S_K = 2LB + 2(L+B)H \quad (3.7)$$

При компоновке электронного блока, узла, ЭУ (ЭМ) следует придерживаться следующих положений для обеспечения нормального теплового режима СПП и микроэлектронных устройств:

- распределение тепловыделяющих элементов по объему производить равномерно, в шахматном порядке и наибольшей плоскостью к охлаждающему потоку;
- чувствительные к перегреву элементы и элементы с меньшим тепловыделением устанавливать в начале охлаждающего потока;
- для обеспечения эффективной естественной вентиляции воздуха с минимальными аэродинамическими потерями необходимо обеспечить между элементами зазоры в пределах 5-7 мм. При

ширине прохода менее 2-х мм естественная вентиляция невозможна;

- сборка СПП и радиаторов, теплонагруженных элементов и охлаждаемых поверхностей должна быть выполнена с надежными тепловыми контактами.

Основным показателем для выбора способа охлаждения элемента схемы, электронного блока или ЭУ (ЭМ) является величина плотности теплового потока, проходящего через поверхность теплообмена при заданной температуре перегрева. При известных значениях полной мощности, рассеиваемой нагретой зоной  $P_3$  и корпусом  $P_k$ , можно определить:  $P_{уд.з} = P_3/S_3$  – плотность теплового потока через поверхность нагретой зоны;  $P_{уд.к} = P_k / S_k$  – плотность теплового потока через поверхность корпуса. Значение теплового потока, приходящееся на 1К (кельвин) перегрева, является важнейшей расчетной характеристикой для выбора способа охлаждения. Под температурой перегрева нагретой зоны (корпуса) понимают разность температур зоны (корпуса) и охлаждающей среды, определяемую для конкретного сочетания [73]:

- температура перегрева нагретой зоны относительно охлаждающей среды  $\Delta T_{з.с.} = T_з - T_c$ ; (3.8)

- температура перегрева корпуса относительно охлаждающей среды  $\Delta T_{к.с.} = T_k - T_c$ ; (3.9)

- температура перегрева нагретой зоны относительно корпуса  $\Delta T_{з.к.} = T_з - T_k$ . (3.10)

Если в расчетах принять температуру перегрева в диапазоне 30 -50 K, то можно по значению удельного теплового потока выбрать способ охлаждения, проектируемого ЭУ (ЭМ) в зависимости от принятых условий в соотношении:

- естественное воздушное охлаждение в любом корпусе, если  $P_{уд} / \Delta T \leq 2,5 Bm / (M^2 \cdot K)$ ; (3.11)

- естественное воздушное охлаждение в перфорированном корпусе при  $P_{уд} / \Delta T \leq 3,6 Bm / (M^2 \cdot K)$ ; (3.12)

- естественное воздушное охлаждение не обеспечивает нормальный тепловой режим элементов ЭУ (ЭМ), требуется другой способ охлаждения, если расчетные значения  $P_{уд}/\Delta T$  находятся в соотношении:

$$8,6 Bm / (M^2 \cdot K) < P_{уд} / \Delta T < 15 Bm / (M^2 \cdot K); \quad (3.13)$$

- необходимо принудительное воздушное охлаждение, если  $P_{уд} / \Delta T > 15 Bm / (M^2 \cdot K)$ ; (3.14)

- жидкостное или испарительное охлаждение, когда

$$P_{уд} / \Delta T > 40 \text{ Вт} / (\text{М}^2 \cdot \text{К}). \quad (3.15)$$

Если в процессе поиска способа охлаждения ЭУ, ЭМ, электронного блока не будет принято окончательное решение, то следует вернуться к изменению пространственного расположения силовых и других комплектующих элементов проектируемых устройств в пределах одного конструктивного уровня [1,31].

### 3.6.3. Расчет теплового режима электронного устройства

Тепловая совместимость электротехнических устройств в целом МС, отдельного ЭУ (ЭМ), СПП и интегральных схем в электронном блоке может быть критерием оптимальности проектирования ЭУ МС и фундаментом для расчета объемно-энергетических показателей [84]. Для поиска наилучшего решения в расчетах объемно-энергетических показателей используют различные методы и алгоритмы [25,57]. Задачи, решаемые при проектировании ЭУ (ЭМ), обычно сводятся к таким процедурам: компоновка изделия, синтез структуры, расчет элементов конструкции, проверка соответствия принятых решений требованиям технического задания (ТЗ) [1,2,57]. Точное аналитическое представление температурных полей внутри ЭУ (ЭМ) невозможно из-за громоздкости задачи и неточности исходных данных: мощности источников теплоты и их взаимного влияния, теплофизических свойств материалов и т. д. Поэтому часто используют [31]:

- ориентировочный выбор способа охлаждения на начальной стадии проектирования ЭУ (ЭМ);

- приближенные методы анализа и расчета теплового режима ЭУ (ЭМ). Исходными данными для ориентировочного выбора способа охлаждения и выполнения расчета теплового режима модуля на основе **коэффициентного метода** [20,31] являются: размеры герметичного и перфорированного корпуса ЭУ (ЭМ), блока:  $L, B, H$ ; суммарная мощность потерь, рассеиваемая в блоке,  $P_б$ ; допустимая температура нагретых зон  $T_{зi}$ ; мощность, рассеиваемая каждой нагретой зоной,  $P_{зi}$ ; максимальная рабочая температура окружающей среды  $T_c$ ; материал корпуса ЭУ (ЭМ) или степень черноты его поверхности  $\epsilon_k$ ; коэффициент заполнения блока,  $K_з$ ; площадь отверстий  $S_n$  для перфорированного корпуса. Расчет конвекционного охлаждения производят на основе критериального уравнения [73]:

$$Nu = m(G_r \cdot P_r)^n, \quad (3.16)$$

где  $m$  и  $n$  - эмпирические коэффициенты, зависящие от

перемещения охлаждающей среды;  $N_u, G_r, P_r$  - безразмерные критерии, характеризующие различные параметры процесса теплообмена. Так, критерий Нуссельта ( $N_u$ ) характеризует процесс теплообмена в пограничном слое между твердым телом и охлаждающей средой;  $G_r$  - критерий Грасгофа устанавливает соотношение между подъемной силой и силой вязкости. В расчетах также используют: критерий Рейнольдса ( $Re$ ) - численное значение взаимосвязи между силами инерции и вязкости охлаждающей среды; критерий Пекле ( $Pe$ ) - определяет соотношение между конвекционными и кондукционными тепловыми потоками. Используя метод последовательного приближения, расчет теплового режима ЭУ (ЭМ) осуществляют в следующем порядке.

1. Задаются температурой стенок корпуса блока,  $T_K$ . В первом приближении температуру можно определить исходя из предположения, что перепады температур между нагретой зоной и корпусом, между корпусом и окружающей средой соответствуют уравнениям:

$$T_K = 0,5(T_3 + T_C); \quad \Delta T_{K.C.} = T_K - T_C. \quad (3.17)$$

2. Принимают возможные режимы движения охлаждающей среды: пленочный, ламинарный, переходный от ламинарного к турбулентному. Пленочный режим характеризуется наличием у поверхности ЭУ (ЭМ) почти неподвижной пленки нагретого воздуха (газа). Интенсивность теплообмена мала, процесс теплообмена обусловлен в основном теплопроводностью и характеризует тела с плавными очертаниями. Для пленочного режима характерными параметрами являются: критерий Прандтля ( $Pr$ ), определяемый теплофизическими свойствами вещества; эмпирические коэффициенты  $m$  и  $n$ , зависящие от режима перемещения охлаждающей среды, т.е.  $GrPr \leq 10^{-3}$ ;  $m = 0,5$ ;  $n = 1$ . Ламинарный режим близок к пленочному и соответствует спокойному движению частиц охлаждающей среды параллельно друг другу и плоскости ЭУ (ЭМ). Режим типичен для среды, омывающей тонкие длинные проводники, другие элементы с поперечными размерами значительно меньше длины. Для ламинарного режима характерны соотношения:

$$R_l < 5 \cdot 10^5; \quad Gr \cdot Pr = 10^{-3} - 5 \cdot 10^2; \quad m = 1,18; \quad n = 1/8. \quad (3.18)$$

Переходный режим от ламинарного к турбулентному имеет место при охлаждении плоских и цилиндрических поверхностей, малых и средних по высоте, вдоль плоских ребер радиаторов (рис. 3.6).

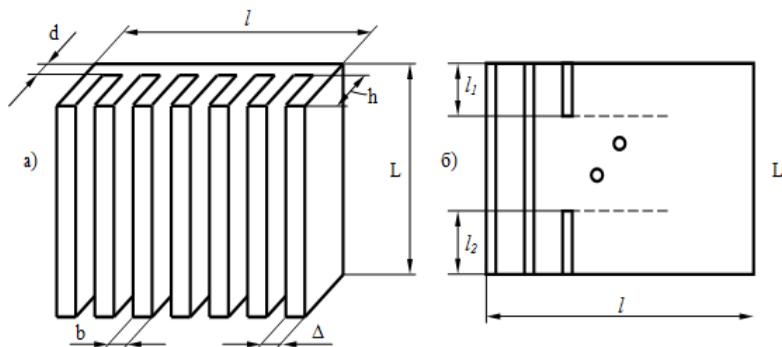


Рис. 3.6. Односторонний (а) и двусторонний (б) ребристый радиатор

На границе ламинарного движения принимают:  
 $R_e = 5 \cdot 10^5 - 6 \cdot 10^6$  (критерий Рейнольдса);  
 $Gr \cdot Pr = 5 \cdot 10^2 - 2 \cdot 10^7$ ;  $m = 0,54$ ;  $n = 1/4$ . Переходный режим сохраняется при выполнении неравенства:

$$T_H - T_C \leq (0,84 / l_{OP})^3, \quad (3.19) \quad \text{где } T_H - \text{ абсолютная}$$

температура нагретого тела,  $K$ ;  $T_C$  – температура окружающей среды;  $l_{OP}$  – определяющий геометрический параметр. Для проводников круглого сечения и цилиндров правильной формы  $l_{OP} = d$ , где  $d$  – диаметр цилиндра; для элементов с некруглым поперечным сечением  $l_{OP} = 4S_{\Pi} / l_{\Pi}$ , где  $S_{\Pi}$  – площадь поперечного сечения,  $l_{\Pi}$  – периметр сечения. На основании неравенства (3.19) определяют соотношение, используемое для расчета теплопередачи конвекцией с вертикальных и горизонтальных поверхностей. Если неравенство (3.19) справедливо, расчет проводят в соответствии с законом  $1/4$ , который характеризуется интенсивным теплообменом по сравнению с ламинарным режимом:

$$\alpha_K = K_{OP} \cdot A_2 \left( \frac{T_H - T_C}{l_{OP}} \right)^{1/4}, \quad (3.20)$$

где  $K_{OP}$  – коэффициент ориентации (зависит от положения элемента в пространстве ЭУ (ЭМ), блока);  $A_2$  – коэффициент, зависящий от вида охладителя, выбирается из табл. 3.1. Значение  $l_{OP}$  принимают: для горизонтального цилиндра диаметром  $d$ ,  $l_{OP} = d$ ;  $K_{OP} = 1$ . Для вертикальной плоскости высотой  $h$ ,  $l_{OP} = h$ ;  $K_{OP} = 1$ ; для горизонтальной плоскости, обращенной нагретой стороной вверх,  $l_{OP} = b$ ;  $K_{OP} = 1,3$ . Для плоскости, обращенной нагретой

стороной вниз  $K_{OP} = 0,7$ , где  $b$  – размер меньшей стороны плоскости.

Табл. 3.1. Теплофизические параметры охлаждающей среды

Коэффициент	Вид охлаждающей среды	Значения теплофизических параметров при температуре $T_{оп}, K$				
		273	293	313	353	373
$A_1$	Воздух	0,291	0,295	0,3	0,31	0,315
	Вода	9,35	13,1	15,7	19	20,0
$A_2$	Воздух	1,44	1,38	1,34	1,29	1,27
	Вода	68	105	149	205	227
$A_3$	Воздух	1,69	1,61	1,53	1,39	1,33
	Вода	102	198	290	425	480

Примечание. Для коэффициента  $A_1$  принимается значение  $T_{оп} = T_C$ , а для  $A_2$  и  $A_3$   $T_{оп} = 0,5(T_H + T_C)$ .

Для турбулентного режима, характеризуемого значительными скоростями протекания охладителя с завихрениями, коэффициент теплопередачи определяют из выражения:

$$\alpha_K = K_{OP} \cdot A_3 (T_H - T_C)^{1/3}, \quad (3.21)$$

где  $K_{OP} = 1$  (для цилиндрических и вертикальных поверхностей). Для горизонтальных поверхностей, расположенных нагретой стороной вверх  $K_{OP} = 1,3$  и  $K_{OP} = 0,7$  для горизонтальных поверхностей, расположенных нагретой стороной вниз. Если конструктивно проектируемый электронный узел, блок можно представить цилиндром неограниченной длины, то коэффициент теплопередачи определяют по выражению:

$$\alpha_K = A_1 (T_H - T_C)^{1/8} / l_{оп}^5, \quad (3.22)$$

где  $A_1$  – коэффициент, учитывающий физические параметры охлаждающей среды (см. табл. 3.1).

Рассеиваемую вертикальными стенками модуля мощность определяют по выражениям:

$$P_B = \alpha_{K.B} \cdot \Delta T_{K.C} \cdot S_B = \begin{cases} A_2 \cdot S_B \cdot \Delta T_{K.C}^{5/4} / H^{1/4} & \text{для закона } 1/4; \\ A_3 \cdot S_B \cdot \Delta T_{K.C}^{4/3} & \text{для закона } 1/3; \end{cases} \quad (3.23)$$

Мощность, рассеиваемую горизонтальными поверхностями корпуса:

$$P_r = \alpha_{K.Г} \cdot \Delta T_{K.C} \cdot S_r = \begin{cases} 2A_2 \cdot S_r \cdot \Delta T_{K.C}^{5/4} / b^{1/4} ; \\ 2A_3 \cdot S_r \cdot \Delta T_{K.C}^{4/3} \end{cases} \quad (3.24)$$

где  $S_B$ ,  $S_r$  – площади вертикальных и горизонтальных поверхностей корпуса ЭУ (ЭМ).

Рассчитывают мощность рассеивания за счет излучения:

$$P_{изл} = \sigma \cdot \varepsilon_K \cdot S_K (T_K^4 - T_C^4), \quad (3.25)$$

где  $\sigma = 5,673 \cdot 10^{-8} \text{ Вт}/(\text{М}^2 \cdot \text{К}^4)$  – постоянная Стефана – Больцмана;

$\varepsilon_K$  – приведенная степень черноты тела (элемента), корпуса или материала корпуса;  $S_K$  – площадь корпуса.

Определяют полную мощность, рассеиваемую корпусом ЭУ (ЭМ):  $P_\Sigma = P_B + P_r + P_{изл}$  (3.26)

Если в (3.26) полученное значение  $P_\Sigma$  превышает заданное  $P_B$ , т.е.  $P_\Sigma > P_B$ , то величину  $\Delta T_{K.C}$  следует уменьшить и повторить расчет. Для случая, когда  $P_\Sigma < P_B$ , значение  $\Delta T_{K.C}$  необходимо соответственно увеличить.

На первом этапе конструирования ЭУ (ЭМ), электронного блока, когда окончательное расположение радиоэлектронных комплекующих элементов еще уточняется, площадь поверхности нагретой зоны, охлаждаемой за счет конвекции, принимают равной излучающей поверхности нагретой зоны по выражению (3.6) через  $K_3$ .

Если в ЭУ (ЭМ), электронном блоке имеется несколько нагретых зон, то определяют полную рассеиваемую мощность каждой нагретой зоны по аналогии с приведенной методикой. Определяющую температуру находят как  $T_{оп\ i} = 0,5(T_{зi} + T_K)$ . Для оценки усредненной черноты нагретой зоны из  $n$  элементов используют соотношение:

$$\varepsilon_{зi} = \frac{\sum_{i=1}^n \varepsilon_i \cdot S_i}{\sum_{i=1}^n S_i}, \quad (3.27)$$

где  $S_i$  – площадь излучения  $i$ -го элемента;  $\varepsilon_i$  – степень черноты  $i$ -го элемента.

Сравнивают полученные значения  $P_{\Sigma i}$  и  $P_{зi}$ . Если  $P_{\Sigma i} < P_{зi}$ , то расчет повторяют для этой зоны, увеличив  $T_{зi}$ . При  $P_{\Sigma i} > P_{зi}$  проверяют отсутствие перегрева выше заданного значения. Если необходимо определить действительную температуру  $T_{зi}$ , то повторяют расчет с пониженным значением условной поверхности

сти нагретой зоны с учетом коэффициента  $K_3$ .

Температуру перегрева воздуха в  $i$ -й зоне можно определить из уравнения:

$$\Delta T_{B.Ci} = 0,5(\Delta T_{3.Ci} + \Delta T_{K.C}) \quad (3.28)$$

Определяют удельную мощность, рассеиваемую теплонагруженными элементами ЭУ (ЭМ), электронного блока, по соотношению:  $P_{уд.эл.} = P_{эл.} / S_{эл.}$ , (3.29)

где  $P_{эл.}$  – мощность, рассеиваемая элементом;  $S_{эл.}$  – площадь охлаждения элемента.

Величину перегрева теплонагруженного элемента ЭУ (ЭМ) находят как:

$$\Delta T_{эл.с} = \Delta T_{э.с} (0,75 + 0,25 P_{уд.эл.} / P_{уд.з.}) \quad (3.30)$$

Расчет теплового режима модуля в перфорированном корпусе (с учетом отверстий) отличается от приведенного (для герметичного корпуса) и может быть выполнен в соответствии с рекомендациями [31,55,73].

### 3.6.4. Уточненный расчет потерь в коммутирующих элементах преобразовательных устройств

Отведение тепла от СПП естественным охлаждением при работе ЭУ (ЭМ) связано с поглощением тепла массивным корпусом или радиатором, осуществляющим теплообмен с окружающей средой – обычно воздухом при нормальном давлении. Поскольку конструктивные требования к радиатору в значительной степени определяются компоновкой комплектующих изделий в ЭУ (ЭМ), электронном узле или блоке, его конструкция выбирается и рассчитывается в соответствии с ТЗ и в каждом конкретном случае индивидуально. Среди средств естественного охлаждения в ЭУ (ЭМ) используют радиаторы различной формы и конструкции [22,31].

Широкое применение для отвода тепла находят радиаторы в виде пластины (пластинчатые), односторонние ребристые (см. рис.3,6,а) и двусторонние ребристые (рис.3,6,б), а также игольчато-штыревые, типа «краб», жалюзийные, петельно-проволочные [13,20,22]. При наличии принудительного охлаждения наибольшей эффективностью обладают игольчато-штыревые радиаторы.

Тиристоры, транзисторы, диоды крепятся к радиаторам непосредственно с надежным тепловым контактом посредством прижатия (и с применением термопасты). Корпус узла, блока ЭУ (ЭМ) отделяется от радиатора изолирующими прокладками. Если в схеме проектируемого узла предусматривается работа нескольких транзисторов и диодов, включенных параллельно, то кроме обязательных схемных методов выравнивания выделяемой на СПП мощности необходимо обеспечить хороший тепловой контакт между ними для создания устойчивого теплового режима всех приборов. Параллельно работающие СПП следует располагать на одном и том же теплоотводе, если разница в температуре корпусов СПП не превышает 1-2°C. Причем отвод тепла улучшается при вертикальном расположении ребер радиатора. Черненные радиаторы (анодированный алюминий) имеют меньшее тепловое сопротивление, чем неокрашенные. Для уменьшения общего теплового сопротивления всегда лучше изолировать радиатор от корпуса аппаратуры, чем транзистор от радиатора. Но при этом необходимо просчитать объемно-энергетические показатели электронного устройства, модуля, блока, обусловленные также эффективностью решения теплотехнической задачи при конструировании. В таблице 3.2 приведены геометрические параметры радиаторов (охладителей) для транзисторов средней мощности, рассеиваемой коллектором [83,84].

Таблица 3.2. Основные размеры радиаторов одностороннего и двустороннего типа

Тип радиатора	Р <sub>К</sub> max. Вт	Размеры радиатора, мм					
		$l \times L$	$h$	$d$	$n$	$b$	$\Delta$
Односторонний	5,5	100×100	20	4	9	10	2
	8	80×80	20	5	9	7	2,5
Двусторонний	9	120×120	25	5	10	10	3
	10	120×120	27	4	11	9	3

В таблице 3.3 приведены технические характеристики некоторых низкочастотных транзисторов [22,52,83], широко применяемых при конструировании ЭУ (ЭМ), блоков МС. Биполярные транзисторы мощностью до 100 Вт и силовые (IGBT) с током коллектора до 100А широко используются в преобразователях, переключающих усилительных устройствах, а также в управляемых (регулируемых) электроприводах модульного исполнения. Транзисторы соответствуют ТУ16-729.308-81, ТУ16-729.911-81 и дру-

гим стандартам и выпускаются в штыревом (транзисторы ТК142 от 40 до 63А и ТК152 от 80 до 100А) и фланцевом исполнении.

Таблица 3.3. Технические характеристики низкочастотных транзисторов серии КТ

Тип прибора	Структура	$P_{К\text{ макс}}$ Вт	$I_{К\text{ макс}}$ А	$U_{КЭ\text{ макс}}$ В	$H_{21}$ min/max	$U_{КЭ\text{ макс}}$ В	$f_{гр}$ МГц
КТ504А	п-р-п	10	1,0	350	15/140	1,0	20,0
КТ505А	р-п-р	5	1,0	300	25/140	1,8	20,0
2Т506А	п-р-п	5	2,0	800	30/150	0,6	10,0
2Т708А	п-р-п	5	2,5	100	500/1800	2,0	3,0
2Т709А	р-п-р	30	10,0	100	500/1800	2,0	3,0
КТ712Б	р-п-р	50	10,0	160	400/1000	2,0	3,0
КТ728А	п-р-п	115	15,0	60	20/70	1,1	2,7
2Т812А	п-р-п	50	10,0	500	5/30	2,5	1,0
2Т825В	р-п-р	125	20,0	60	750/1800	2,0	4,0
2Т878Б	п-р-п	100	25,0	600	12/50	1,5	10,0
КТ878Б	п-р-п	100	30,0	600	12/50	1,5	10,0
КТ8102А	р-п-р	150	16,0	200	20/80	2,0	10,0

Транзисторы допускают эксплуатацию при температуре окружающей среды от  $-60$  до  $+45$  °С, атмосферном давлении 0,085-0,105 МПа и относительной влажности 98%. Известно [52], максимальная мощность полупроводниковых приборов (ПП) в различных условиях эксплуатации ограничивается максимальной температурой перехода  $T_n$ , которая является функцией электрической мощности, при достижении которой резко ухудшаются их параметры. Кремниевые р-п переходы сохраняют свои свойства до температуры 150...200 °С, германиевые - до 70...120 °С. В настоящее время налажено производство биполярных кремниевых сборок с током коллектора от 20 мА (КТС3103А структуры р-п-р) до силовых микросборок с током коллектора до 1А (СМС, тип прибора КТ677АС) и силовых интегральных схем маломощных устройств управления преобразователей напряжения (ПН). Развитие микроэлектронных и силовых приборов осуществляется в двух направлениях:

- создание микросборок с несколькими силовыми элементами, а также введение в микросборку предварительных усилителей либо их части [25];
- разработка самозащищенных силовых интегральных схем,

называемых также силовыми микросборками (СМС), интеллектуальными модулями (ИМ) [8,63,82]. Примерами силовых микросборок являются СМС типов НД999, НД997, НТ998. В микросборку НД999 (рис.3.7,а) входит шесть диодов, соединенных по схеме Ларионова. В микросборку НД997 входят два мощных диодных высокочастотных кристалла, в микросборку НТ998 включена пара кристаллов высоковольтных транзисторов (рис.3.7,б).

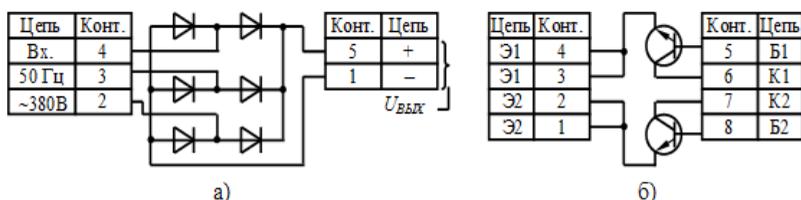


Рис.3.7. Модификации силовых микросборок:  
а – выпрямитель трехфазный; б – транзисторная микросборка

Диодные микросборки типов МД4155, МПД2555 и другие включают в себя по два различным образом соединенных кристалла мощных диодов с токами до 125А и обратным напряжением от 16 до 125В [83].

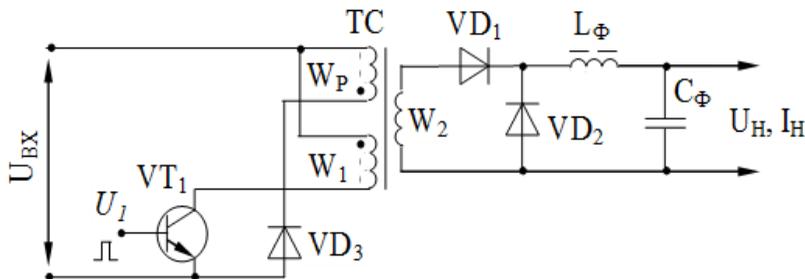


Рис.3.8. Однотактная схема силового преобразователя напряжения

Расчет тепловых потерь в СПП в динамических режимах работы переключающих устройств ЭУ (ЭМ) является задачей достаточно сложной и неоднозначной, влияющей на принятие окончательного конструктивного решения ЭУ (ЭМ) при проектировании [25]. Определить значение динамических потерь в режиме переключений можно, используя соотношения, выведенные для СПП при квадратичном изменении тока [83] нагрузки за время изменения его состояния. Например, для схемы (рис.3.8) максимальное допустимое напряжение  $U_{кз}$  транзистора VT1 при расчете принимается с удвоенным и более превышением значения пре-

дельного входного напряжения  $U_{ВХ}$ . Причем определение потерь в переключающем транзисторе VT1 осуществляют в предположении прямоугольности формы импульса тока за время переключения, как показано на рис. 3.9.

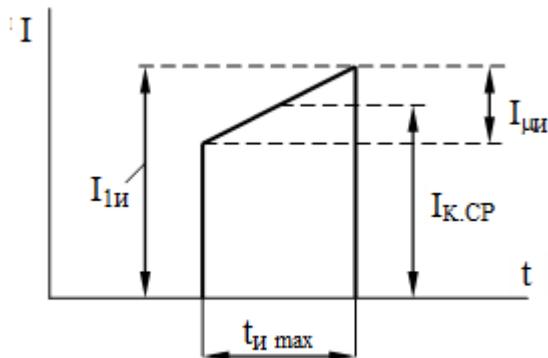


Рис.3.9. Форма импульса коллекторного тока транзистора

$$1. \quad P_{Т.ДНН} = P_{И.МАХ} \cdot \frac{2}{3} (t_{\phi} + t_c) f, \quad (3.31) \text{ где } t_{\phi} - \text{длительность}$$

фронта отпирания транзистора;  $t_c$  - длительность спада импульса запириания транзистора;  $f$  - частота переключения транзистора;  $P_{И.МАХ}$  - максимальная мощность в процессе коммутации, определяемая по формуле:

$$P_{И.МАХ} = U_{К.Э.МАХ} \cdot I_{К.СР}, \quad (3.32)$$

где  $I_{К.СР}$  - эквивалентный прямоугольный импульс тока коллектора.

2. Длительность фронта  $t_{\phi}$  импульса тока отпирания транзистора обычно определяют (при  $I_{Б.СХ} = 0,1 \cdot I_{К.СР}$  - заданном токе базы силового транзистора VT1), используя выражение:

$$t_{\phi} = (1 + \beta_K) \tau_{\alpha} \cdot \ell_n \left[ \frac{I_{Б.СХ}}{I_{Б.СХ} - I_K \cdot K_D / \beta_K} \right], \quad (3.33)$$

где  $\beta_K$  - коэффициент усиления, определяемый по справочным данным при соответствующем токе транзистора;  $K_D$  - коэффициент, учитывающий пик тока, в расчетах принимается равным 1,5 (при перекоммутации диода VD<sub>2</sub>;  $K_D = 1$  - для диодов Шоттки или диодов с тонкой базой).

При проектировании ЭУ (ЭМ) целесообразно использовать

транзисторы типа: 2Т839, 2Т704, 2Т812, 2Т826 (при  $f$  до 20 кГц). С повышением частоты (от 50 до 500 кГц) можно применять транзисторы типа: 2Т841, 2Т862 (А,Б,В,Г  $\rightarrow I_K \approx 15...25A$ ); 2П802 ( $I_C = 2,5A$ ) и 2П816А (Б,В,Г  $\rightarrow I_C = 25A$ ); а также полевые транзисторы со статической индукцией (СИТ) типа КП934 (А,Б,В  $\rightarrow I_C = 15A$ ); с изолированным затвором КП936 (А,Б,В,Г,Д,Е  $I_C = 7...10A$ ). В качестве диодов высокочастотного преобразователя рекомендуется использовать диоды Шоттки типа: 2Д222БС, 2Д222ВС, 2Д2998; диоды на основе **p-n** переходов: 2Д213, 2Д2997, 2Д212, а также диоды с тонкой базой: 2Д237, 2Д251, 2Д231 [22,25,41,52].

Определяют длительность спада импульса тока выключения (в микросекундах) силового транзистора в виде:

$$3. \quad t_c = (1 + \beta_k) \tau_\alpha \ell_n \left| \frac{I_K / \beta_k - I_{Б.ЗАП}}{-I_{Б.ЗАП}} \right|, \quad (3.34)$$

где  $I_{Б.ЗАП}$  – обратный ток перехода эмиттер - база в режиме запертия, причем  $I_{Б.ЗАП} > I_{Б.СХ}$ ;  $\tau_\alpha$  - постоянная времени транзистора определяется соответственно, как  $\tau_\alpha = t_{ВКЛ} \cdot I_{Б.ИЗМ} / I_{К.ИЗМ}$ . В этом случае  $I_{Б.ИЗМ}$  и  $I_{К.ИЗМ}$  – ток базы и коллектора в режиме регламентированного значения  $t_{ВКЛ}$ .

4. Динамические потери (Вт) в одном транзисторе VT1 преобразователя (рис.3.8) составят:

$$P_{ДИН} = \frac{2}{3} I_K \cdot f \cdot 10^{-3} (U_{ВХ.МАХ} \cdot t_\Phi + 2U_{ВХ.МАХ} \cdot t_C), \quad (3.35)$$

где  $U_{ВХ.МАХ} = K_{ВХ2} \cdot U_{ВХ}$ , а коэффициент  $K_{ВХ2}$  следует принять равным 1,2. Ток коллектора  $I_K$  определяют из соотношения  $I_R = I_{1\Omega\Phi} / \sqrt{\gamma_{МАХ}}$ . Причем  $\gamma_{МАХ}$  – предельный коэффициент заполнения импульсов напряжения ( $\gamma_{МАХ} = 0,38 - 0,5$ ) на силовом трансформаторе ТС преобразователя, определяемый как  $t_n / T$ . Параметр  $t_n$  – длительность рабочего импульса,  $T$  – период следования импульсов  $t_n$  определяется из выражения  $T = 10^3 / f$ , где  $f$  - частота в кГц. Значение тока  $I_{1\Omega\Phi}$  можно определить как  $I_{1\Omega\Phi} = I_{2\Omega\Phi} \cdot K_{ТР}$ , где  $I_{2\Omega\Phi} = I_2 \sqrt{\gamma_{МАХ}}$ , а  $I_2$  – амплитудное значение тока вторичной обмотки трансформатора ТС определяется из выражения  $K_{ТР} = W_2 / W_1 = U_2 / U_1$ , где  $U_2$  и  $U_1$  – соответственно напряжения вторичной  $W_2$  и первичной  $W_1$  обмоток ТС.

5. Статические потери (Вт) в транзисторе VT1:

$$P_{Т.СТ} = (U_{КЭ.Н} \cdot I_K + U_{БЭ.Н} \cdot I_B) \gamma_{МАХ}, \quad (3.36)$$

где  $U_{кэ.н}$  – напряжение коллектор-эмиттер в режиме насыщения;  $U_{бэ.н}$  – напряжение база-эмиттер транзистора в режиме насыщения базового перехода;  $I_B$  – ток базы.

6. Суммарные потери (Вт) в одном транзисторе VT1:

$$P_{T\Sigma} = P_{дин} + P_{СТ}, \quad (3.37)$$

7. Определяют динамические потери в выпрямительном диоде VD1:  $P_{Д1дин} = 1,21I_H \cdot 0,6 \cdot U_{2M\min} \cdot t_{BC} \cdot f \cdot 10^{-3}$ , (3.38)

где  $t_{BC}$  – время восстановления обратного сопротивления диода, мкс;  $U_{2M\min}$  – минимальное амплитудное значение напряжения на вторичной обмотке трансформатора ТС, определяемое из выражения

$$U_{2M\min} = \frac{U_H + \Delta U_{ДР} + \Delta U_D}{\gamma_{MAX}}, \quad (3.39)$$

где  $\Delta U_{ДР} = R_{ДР} \cdot I_H$  – падение напряжения на дросселе  $L_\phi$ ,  $R_{ДР}$  – сопротивление обмотки дросселя. Обычно значение  $\Delta U_{ДР}$  принимают в расчетах:

$$\approx 0,1B, \text{ если } U_H \leq 5B; \quad (3.40)$$

$$\Delta U_{ДР} \approx 0,2B, \text{ если } U_H > 5B$$

Значение  $\Delta U_D$  – падение напряжения на выпрямительных диодах VD1, VD2. В расчетах параметр  $\Delta U_D$  принимается в зависимости от типа диода и его характеристик в пределах 0,3 - 1,5 В [41].

8. Статические потери в диоде VD1 можно представить как:

$$P_{Д1.СТ} = \Delta U_{Д1} \cdot I_H \cdot \gamma_{MAX}, \quad (3.41)$$

где  $\Delta U_{Д1}$  – напряжение на открытом диоде VD1 при токе  $I_{H1} = I_H$ .

9. Суммарные потери в выпрямительном диоде VD1:

$$P_{VD1} = P_{Д1дин} + P_{Д1ст}, \quad (3.42)$$

10. Динамические потери в коммутирующем диоде VD2:

$$P_{Д2дин} = 0,6U_{2M\min} \cdot K_D \cdot I_H \cdot f \cdot t_{BC} \cdot 10^{-3}, \quad (3.43)$$

где  $U_{2M\min}$  – минимальное амплитудное значение напряжения на вторичной обмотке  $W_2$  трансформатора ТС;  $K_D$  – коэффициент, учитывающий пиковое значение тока,  $K_D = 1.1 - 1.4$ .

11. Определяют импульсный ток намагничивания  $I_{\muи}$  трансформатора ТС (рис.3.9), характерный для времени окончания рабочего импульса  $t_{и}$  в преобразователе:

$$I_{\muи} = U_{1M\min} \cdot \gamma_{max} / L_{\mu1} \cdot f \cdot 10^3, \quad (3.44)$$

где  $U_{1M\min}$  – минимальное амплитудное значение напряжения

на первичной обмотке трансформатора  $W_1$ ,  $\gamma_{\max}$  - коэффициент заполнения импульсов напряжения на силовом трансформаторе (ТС). Предельное значение  $\gamma$  при равном числе витков первичной  $W_1$  и размагничивающей обмоток составляет 0,5, а расчетные значения принимаются в диапазоне 0,38 - 0,5;

$L_{\mu 1}$  - индуктивность первичной обмотки трансформатора (ТС), зависящая от материала магнитопровода (аморфное железо, ферриты, электротехнические стали, пермаллои) и разброса магнитной проницаемости [25,57,85]. Статические потери в диоде VD2 при протекании тока нагрузки и запертом состоянии транзистора VT1 определяют из выражения:

$$P_{D2.CT} = \Delta U_{D2} \cdot I_H (1 - \gamma_{MAX}), \quad (3.45)$$

где  $\Delta U_{D2}$  - падение напряжения на открытом диоде при  $I_2 = I_H$ .

12. Суммарные потери мощности в диодах VD1 и VD2 преобразователя можно определить по соотношению:

$$P_{D\Sigma} = P_{D1дин} + P_{D1.CT} + P_{D2дин} + P_{D2.CT}, \quad (3.46)$$

Полученные значения суммарных потерь мощности в силовых элементах ЭУ (ЭМ) являются исходными параметрами для выполнения конструктивной проработки ЭУ (ЭМ), отдельных узлов и блоков М и РТС.

### Контрольные вопросы

1. Приведите определения «понятий» системы, структуры системы и обратных связей (на примере электроприводов М и РТС)?
2. Сформулируйте функциональные задачи и особенности взаимодействия составляющих: электронных устройств (компонентов), электромеханической и информационной частей МС?
3. Как реализуется принцип управления «по отклонению» в замкнутых и «по возмущению» в разомкнутых системах с использованием ЭУ М и РТС?
4. По какому признаку подразделяют системы управления на «автоматические» и «автоматизированные»?
5. Какие функции выполняют электронные узлы ПАК и ПКА в структуре цифровой одноконтурной системы (управления электроприводом МС)?
6. С какой целью выполняется преобразование аналоговых сигналов в цифровые (при работе систем управления с датчиками контролируемых параметров) в режиме поддержания, например, частоты вращения вала ИД МС?
7. Поясните особенности взаимодействия энергетической и

функциональной составляющих системы управления М и РТС?

8. Приведите особенности работы ЭУ в системах управлении электроприводами МС при наличии помех?

9. Какие меры принимаются при проектировании ЭУ для защиты от повышенного уровня промышленных помех?

10. Поясните различие магнитостатического и электростатического экранирования ЭУ?

11. Приведите схемотехнические решения по снижению помех на входе и выходе преобразователя?

12. Приведите способы снижения уровня помех для устройств формирования импульсов управления СПП?

13. Поясните различия в оценке теплового режима модуля на основе коэффициентного метода?

14. Как влияют размеры герметичного и перфорированного корпуса на тепловой режим ЭУ?

15. Приведите классификацию видов охлаждения СПП в полупроводниковых преобразователях М и РТС?

16. Поясните конструктивные особенности типовых форм охладителей СПП ЭУ?

17. Какие радиаторы рекомендуется применять при принудительном охлаждении СПП?

## ГЛАВА 4. ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ МИКРОЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

Микроэлектронные устройства систем управления (СУ) МС обеспечивают формирование, передачу, прием, хранение и преобразование информационных потоков. Упомянутые процессы в СУ осуществляются посредством специально разработанных электронных узлов и блоков, состоящих из разнообразных электронных устройств-компонентов, интегральных схем (ИС), взаимодействующих по определенному алгоритму. Такое множество электронных компонентов, находящихся в определенной связи друг с другом и образующих определенную целостность и функциональное взаимодействие называют системой. Систему часто представляют конкретной структурой, раскрывающей взаимодействие отдельных элементов и поведение (функционирование) системы, определяющих работу микроэлектронного устройства, например, в системе управления мехатронными объектами. Составить обобщающий перечень всевозможных датчиков физических величин, применяемых электронных устройств преобразования сигналов, интегральных микросхем (ИМС), логических переключающих устройств (ЛПУ), устройств вычислительной техники (УВТ) и других компонентов интегральной электроники СУ М и РТС можно только выборочно. В приведенном разделе рассматриваются микроэлектронные устройства, которые практически встречаются в большинстве электрических схем управления, например, электроприводами М и РТС.

### 4.1. Функциональные элементы интегральных микросхем

#### 4.1.1. Основные положения алгебры логики

При создании информационной связи между электронными узлами, аппаратами, модулями (объектами) в СУ М и РТС широко используют информацию в дискретной и непрерывной формах. Однако переработка информации с использованием сложных алгоритмов управления МС возможна только с применением цифровых сигналов в виде двоичного кода: 1 и 0 (или их сочетание) независимо от физической сути сигнала. Следует отметить, что в качестве технической реализации могут быть использованы

устройства, способные занимать два устойчивых состояния, когда входные и выходные сигналы управления принимают только два значения: «ДА» при  $x=1$  и «НЕТ» при  $x=0$ . В алгебре логики рассматриваются переменные, которые принимают только два значения: 0 и 1. Например, 0 — ложное высказывание, 1 — истинное. Применительно к электрическим цепям принято: 0 — низкий уровень напряжения, 1 — высокий уровень напряжения. Для случая использования релейно-контактных элементов, построенных на электромагнитных реле с замыкающими и размыкающими контактами, соответственно применяют: 0 — постоянно разомкнутый контакт (ПРК или нормально открытый НО), 1 — постоянно замкнутый контакт (ПЗК или нормально закрытый НЗ). Связь двоичных сигналов между собой, их преобразования могут быть описаны логическими высказываниями. Система управления, осуществляющая обработку двоичных сигналов по логическим высказываниям, называется логической системой управления. Анализ и синтез логических СУ производится на основе правил и законов алгебры логики [66,91], называемой булевой (по имени ее создателя Дж. Буля - английского математика XIX века). Действительно, управление многими технологическими процессами (ТП) предполагает подачу на исполнительный механизм (ИМ) команд типа «открыть - закрыть», «включить - отключить», что созвучно применению двух уровней (значений) сигналов, называемых двоичными. Необходимость формирования команд, передаваемых двоичными сигналами, имеет место в цифровых СУ электроприводами ИМ МС, при изменении последовательности выполнения технологических операций на оборудовании РТК или изменении направления движения МС (рабочего органа РО), при возникновении аварийной ситуации или несанкционированного включения, например, промышленного робота (ПР). Следовательно, при управлении ТП необходимо формировать определенную последовательность управляющих команд для соответствующих ИМ на основе логического анализа ситуации, поступающей от датчиков контролируемых величин и управляющей микроЭВМ (или оператора). Таким образом, независимо от назначения устройства или системы автоматики их действие сводится к включению или выключению определенного набора исполнительных механизмов или элементов (реле, контакторов, полупроводниковых ключевых элементов и т. д.). Требуемое состояние конечного исполнительного элемента ставится в зависимость от наличия или отсутствия в системе некоторой совокупности событий или факторов, полученных на основе анализа устройствами системы по-

ступающих в нее электрических сигналов. Известно, что для реализации технологических операций на основном оборудовании роботизированного технологического комплекса (РТК) необходимо выполнить, например, определенные («последовательностные») действия («переходы»):

- загрузку- перевод предмета обработки (заготовки) из хаотического положения в пространстве в «требуемое»;
- доставку предмета обработки (заготовку) на рабочую позицию в «требуемое» положение с последующей «фиксацией», т.е. наложением на предмет обработки (заготовку) удерживающих связей в соответствии с требованиями ТП;
- «расфиксацию», снятие удерживающих связей с предмета обработки (детали) (после выполнения технологического перехода) и удаление предмета обработки (детали) с рабочей позиции.

Перечень определенной последовательности выполнения упомянутых операций требует анализа и сопоставления событий в работе вспомогательного оборудования РТК и может быть отнесен к классу логических задач. Здесь наличие факта можно задавать логической единицей (1), а его отсутствие — логическим нулем (0). В тех случаях, когда требуется рассматривать совокупность нескольких факторов, пользуются понятиями и законами алгебры логики. Основными операциями (функциями алгебры логики - Булевыми функциями БФ) являются операции умножения И, сложения ИЛИ и отрицания НЕ. Операция логического умножения обозначается точкой (·) или знаками  $\wedge$  или  $\&$ . В буквенных выражениях эту операцию часто не обозначают. Операцию логического сложения обозначают знаком  $\vee$  или (+), логического отрицания (—) чертой над обозначением аргумента. Для основных логических операций в алгебре логики имеется следующая система равенств или, точнее, эквивалентностей:

$$\left. \begin{array}{l} 0 + 0 = 0; \\ 0 + 1 = 1; \\ 1 + 0 = 1; \\ 1 + 1 = 1; \end{array} \right\} (4.1,а) \quad \left. \begin{array}{l} 0 \cdot 0 = 0; \\ 0 \cdot 1 = 0; \\ 1 \cdot 0 = 0; \\ 1 \cdot 1 = 1; \end{array} \right\} (4.1,б)$$

$$\left. \begin{array}{l} 0 = 1; \\ 1 = 0; \\ 0 = 0; \\ 1 = 1; \end{array} \right\} (4.1, в)$$

Равенства (4.1,а), соответствующие функции ИЛИ (рис. 4.1,а), описывают состояния электрической цепи, составленной из двух параллельно соединенных {нормально открытых (НО)} контактов

$X_1$ ,  $X_2$  двух реле. Цепь с такими контактами будет замкнута (состояние 1), если срабатывает хотя бы одно из реле. Равенства (4.1,б), соответствующие функции И (рис. 4.1,б) описывают состояние цепи, составленной из двух последовательно включенных НО контактов  $X_1$ ,  $X_2$ . Цепь будет замкнута, когда сработают оба реле, т. е. когда «контакт» ( $X_1$ ,  $X_2$ ) каждого перейдет в состояние 1. Моделью элемента, реализующего функцию НЕ (рис. 4.1,в), является нормально закрытый (НЗ) контакт. При срабатывании реле цепь, в которую входит его НЗ контакт, будет размыкаться.

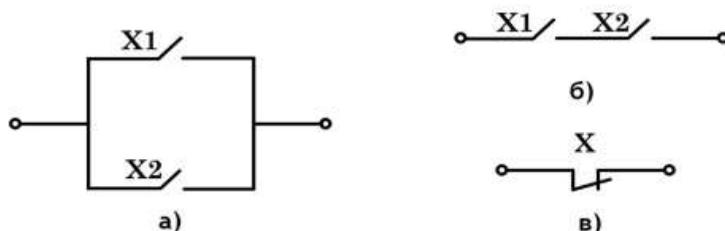


Рис. 4.1. Модели реализации логических функций

На рис. 4.2 показано условное обозначение элементов, реализующих основные функции алгебры логики: ИЛИ, И, НЕ. Здесь же приводятся так называемые таблицы истинности для каждого из элементов, в которых каждому из возможных наборов входных сигналов  $x_1, x_2$  ставится в соответствие значение выходного сигнала  $y$ . Для появления на выходе элемента ИЛИ логической 1 достаточно ее появления хотя бы на одном из входов. Элемент И выдает логическую 1 только при наличии сигналов одновременно на обоих его входах. Элемент НЕ выдает на выходе 1 в том случае, если на вход поступает сигнал логического 0. На условном обозначении элемента точка присоединения выходного зажима обводится кружком для обозначения инверсии.

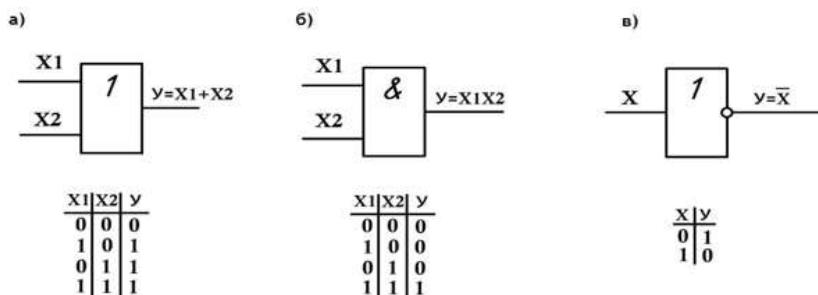


Рис. 4.2. Условное обозначение и таблицы истинности логических элементов: ИЛИ (а), И (б), НЕ (в)

В алгебре логики определено отношение эквивалентности, обозначаемое знаком  $=$ , и три элементарных функций (операций) (табл. 4.1): дизъюнкция (ИЛИ, логическое сложение), обозначаемая  $\vee$ ,  $+$ ; конъюнкция (И, логическое произведение), обозначаемая  $\wedge$ ,  $\&$ ,  $\bullet$ ; инверсия (НЕ, отрицание), обозначаемая чертой над переменной, например  $\bar{X}$ .

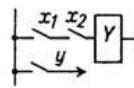
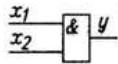
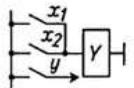
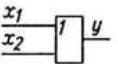
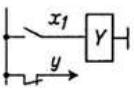
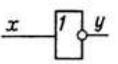
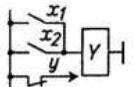
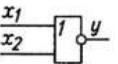
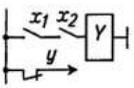
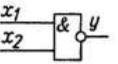
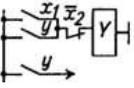
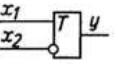
Таблица 4.1. Таблица возможных значений двоичных переменных

Переменные		Дизъюнкция (ИЛИ)	Конъюнкция (И)	Инверсия (НЕ)	
$X_1$	$X_2$	$X_1 \vee X_2 = y$	$X_1 \cdot X_2 = y$	$\bar{x}_1 = y$	$\bar{x}_2 = y$
0	0	0	0	1	1
0	1	1	0	1	0
1	0	1	0	0	1
1	1	1	1	0	0

Из отношения эквивалентности следует принцип суперпозиции (подстановки): если  $X_1 = X_2$ , то в любой формуле, содержащей  $X_1$ , вместо  $X_1$  можно подставить  $X_2$ , и в результате будет получена эквивалентная формула. Рассмотрим реализацию основных операций алгебры логики с помощью релейно-контактных схем, например, включение электромагнитного реле У

(таблица 4.2). При этом подаются сигналы (определенного уровня напряжения) на обмотки двух реле  $X1, X2$ , контакты  $x_1, x_2$  которых включены последовательно с обмоткой реле  $Y$ , что соответствует логической операции И с двумя переменными. Замыкание контактов  $x_1$  и  $x_2$  обеспечивает подачу напряжения на обмотку реле  $Y$  и представлено логическим изображением, т.е. соответствующей схемой в таблице 4.2.

Таблица 4.2.

Наименование логической операции	Обозначение элемента	
	релейного	логического
И		
ИЛИ		
НЕ		
ИЛИ – НЕ		
И – НЕ		
ПАМЯТЬ		

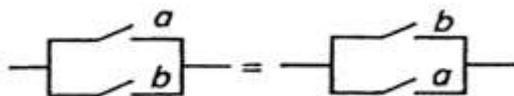
С появлением бесконтактных устройств (обозначения на схемах показаны в таблице 4.2), предназначенных только для выполнения логических преобразований вида: НЕ, И, ИЛИ, И – НЕ, ИЛИ – НЕ, привлекательность их применения в промышленной автоматике, в системах управления М и РТС значительно повысилась. Особую значимость указанные элементы нашли при реализации схмотехнических решений систем управления технологического оборудования микроэлектроники, включая физико - термическое оборудование (ФТО), управление потоками газа и парогазовых смесей (ПГС) и др. Управление потоками газа, например, связано с измерением расхода (расходомерами), регулированием и поддержанием заданного расхода газа автоматическими регуляторами технологического оборудования для производства БИС и

СБИС [74].

#### 4.1.2. О методах минимизации логической функции

При построении (проектировании) развернутой (сложной) схемы функционирования технологических машин (ТМ) с использованием большого числа логических элементов часто появляется необходимость в упрощении - минимизации логической функции, что снижает стоимость и повышает надежность устройства управления. Из методов упрощения - методов минимизации логических функций следует отметить: метод непосредственного упрощения, применяемый при числе переменных, не превышающем трех: метод карт Карно (или диаграмм Эйлера - Венна). Можно построить карты Карно для функций, минтермы которых содержат два, три переменных, но не более 5-6 [92]. Основой методов минимизации являются законы алгебры логики, которые приведены далее для минимального числа переменных. Эквивалентность левой и правой частей уравнений обозначена знаком равенства, что отражено также в изображениях релейных эквивалентов. Из законов алгебры логики следует отметить:

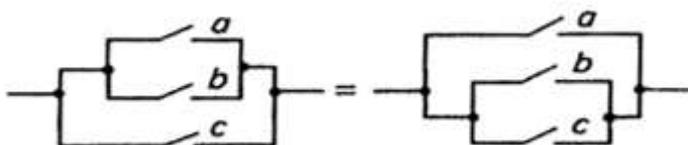
Переместительный (коммутативный) закон – при сложении:  
 $a+b = b+a$



При умножении:  $ab=ba$ ,



Сочетательный (ассоциативный) закон – при сложении:  
 $(a+b)+c = a+(b+c)$ ,



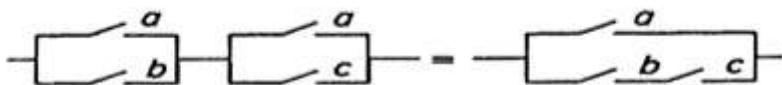
При умножении:  $(ab)c = a(bc)$



Распределительный (дистрибутивный) закон – при сложении:  
 $ab + ac = a(b+c)$

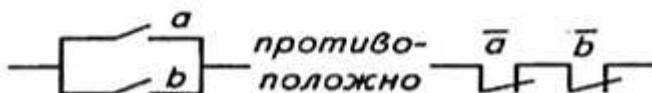


При умножении:  $(a+b)(a+c) = a+bc$



Закон инверсии (двойственность, закон де Моргана) при сложении:

$$\overline{a+b} = \bar{a}\bar{b}$$



При умножении:  $\overline{ab} = \bar{a} + \bar{b}$

При вычислении выражений алгебры логики следует учитывать иерархию (порядок выполнения) операций алгебры логики. Вначале выполняют операции, выделенные скобками, затем — операции, стоящие под знаком отрицания, далее — конъюнкцию и дизъюнкцию соответственно. Так, инверсия произвольной комбинации двоичных переменных, соединенных знаком «плюс» или «умножения», эквивалентна замене в ней значений переменных их инверсиями при одновременном изменении знака «плюс» или знака «умножение» и наоборот, например, как в выражении:

$$\overline{x_1 x_2 + x_3 x_4} = (\bar{x}_1 + \bar{x}_2)(\bar{x}_3 + \bar{x}_4) \quad (4.2)$$

Следовательно, закон инверсии позволяет заменить операцию ИЛИ операцией И, а, при необходимости, наоборот. Это положение важно, поскольку при широком использовании интегральных логических элементов в построении логических устройств наиболее часто используют элементы базисов И – НЕ, ИЛИ – НЕ. Здесь базисными называют наборы логических элементов, позволяющие реализовать логические функции любой сложности.

Так, преобразования логических функций, выполняемые с **применением распределительного закона**, являются основ-

ным методом упрощений (минимизации), так как вынесение общего множителя за скобки сокращает общее число переменных выражения и число элементов в схемах логических устройств [66,92]. Выполняя минимизацию, обычно используют следствия законов алгебры логики, основные из которых следующие:

$$x + 0 = x; \quad x \cdot 0 = 0; \quad \bar{x} + x = 1;$$

$$x + 1 = 1; \quad x \cdot 1 = x; \quad \bar{x}x = 0;$$

$$x + x = x; \quad x \cdot x = x; \quad \bar{\bar{x}} = x;$$

$$\overline{x_1 + x_1 x_2} = \overline{x_1} + x_2; \quad x_1 + \overline{x_1} x_2 = x_1 + x_2; \quad x_1 + \overline{x_1} \overline{x_2} = x_1 + \overline{x_2};$$

$$\overline{x_1 + x_1 \overline{x_2}} = \overline{x_1} + \overline{x_2}.$$

Рассмотрим процесс упрощения логических формул с целью их минимизации при прямом использовании законов и следствий алгебры логики на следующем примере. Минимизировать логическую функцию:

$$y = (x_1 + x_2 + \overline{x_3})(x_1 \overline{x_2} + \overline{x_1} x_3).$$

Решение:

$$\begin{aligned} y &= (x_1 + x_2 + \overline{x_3})(x_1 \overline{x_2} + \overline{x_1} x_3) = x_1 x_1 \overline{x_2} + \\ &+ x_1 \overline{x_1} x_3 + x_2 x_1 \overline{x_2} + x_2 \overline{x_1} x_3 + \overline{x_3} x_1 \overline{x_2} + \overline{x_3} \overline{x_1} x_3 = \\ &= x_1 \overline{x_2} (1 + \overline{x_3}) + x_2 \overline{x_1} x_3 = x_1 \overline{x_2} + x_2 \overline{x_1} x_3. \end{aligned}$$

Таким образом, имея только логические элементы НЕ, И и ИЛИ, можно реализовать логические алгоритмы любой сложности. Причем базис построения логических устройств может состоять из одного вида логических элементов: например, элемент И – НЕ или элемент ИЛИ – НЕ.

Следует заметить, что для реализации алгоритма одинаковой сложности в базисах И – НЕ, ИЛИ – НЕ формально требуется большее число элементов, чем в базисах НЕ, И, ИЛИ. Следует отметить, что реализация базовых элементов, выполняющих основные функции алгебры логики, развивалась, совершенствовалась и усложнялась. Известно также [92], по типам интегральных схем различают базовые элементы: резистивно-транзисторной логики (РТЛ) на основе элемента ИЛИ-НЕ, диодно-транзисторной логики (ДТЛ), транзисторно-транзисторной логики (ТТЛ, серия К155), транзисторно-транзисторной логики с диодами Шоттки (ТТЛШ), транзисторной логики с эмиттерными связями (ЭСЛ) и транзисторной логики с непосредственными связями (НСТЛ), интегральной инжекционной логики (ИИЛ), логики на комплементарных МОП-транзисторах КМДП ИС. Для проектирования функций

во всех случаях необходимы три элемента: инверторы, схемы И и ИЛИ. Проектирование функций заключается в последовательности соединений упомянутых схем, их числе и числе входов каждой схемы, что позволяет построить любую комбинацию логических устройств, используя приемы минимизации логических функций. При этом используют все возможные преобразования с целью получения функции (называемой тупиковой), не имеющей избыточных членов и не поддающуюся дальнейшей минимизации. В настоящее время при проектировании электроприводов М и РТС, роботизированных технологических комплексов (РТК) широко применяют системы управления, выполненные на базе аппаратных и программируемых логических контроллеров, в структуру которых заложены схемотехнические решения с использованием логических элементов и программируемых устройств на их основе.

#### 4.1.3. Логические системы управления на основе аппаратного контроллера

Для автоматизации работы электроприводов в технологических циклах часто применяют достаточно простой аппаратный контроллер (АК), включающий такие микросхемы как мультиплексор MS (распределитель одного из нескольких входных сигналов на выход в зависимости от кода «стробирующего» входа) и демльтиплексор DC (или дешифратор) в сочетании со счётчиком СТ (рис. 4.3) [11]. Принцип построения АК заключается в реализации необходимого алгоритма управления непосредственно по исходной циклограмме работы ТМ без перехода к структурным формулам описания процесса. Известно [93], для реализуемости циклограммы достаточно создать на всех ее устойчивых тактах разные состояния. Данную задачу в АК выполняет счетчик СТ, который переключается передним фронтом выходного импульса мультиплексора на каждом устойчивом такте цикла. При этом на выходе счетчика СТ формируется вектор состояния АК  $Q_i[n]$ , который подается на вход дешифратора и на адресный вход мультиплексора  $A_1, A_2 \dots A_m$ . В каждом такте на соответствующем выходе DC появляется единичное значение переменной  $q_i$ . При смене такта логическая единица переходит от выхода  $q_i$  к выходу  $q_{i+1}$ . Требуемый на каждом такте согласно исходной циклограмме набор выходных переменных ( $q_0, q_1, \dots, q_i$ ) создается аппаратным способом – соответствующими набору диодными соединениями выходов DC. Входные независимые переменные  $x_1, x_2, \dots, x_M$  от

датчиков и командных ключей (станочной автоматики) поступают на мультиплексор  $MS$  с  $m$  адресными и  $v$  информационными входами:  $M = 2^m$ . Если переход к следующему такту должен осуществляться обнулением сигнала  $x_i$ , то на данный вход  $MS$  вводится инверсия. В конце цикла счетчик должен обнуляться, устанавливая исходное состояние системы управления. Если емкость счетчика  $N_{CT} = 2^n$  больше требуемого числа переключений в цикле  $N_{\Pi}$ , то в начале цикла можно предварительно записать в счетчик СТ число  $N_D = N_{CT} - N_{\Pi}$ . Без предварительной записи  $N_D$  можно заставить СТ обнулиться, подав на свободные входы  $MS$  единичный сигнал.

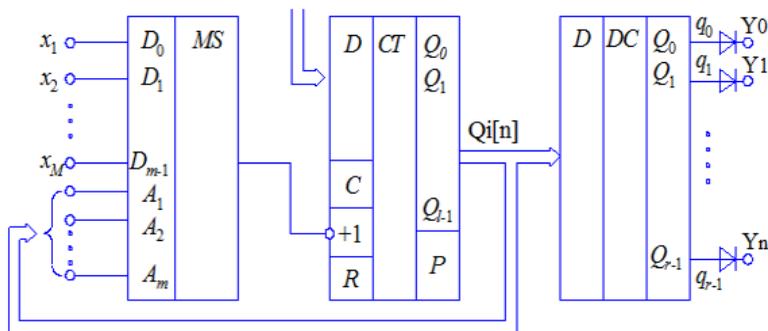


Рис. 4.3. Схема аппаратного контроллера

Числа разрядов  $MS, CT, DC$  согласуются между собой как:  $n_{MS} = n_{CT} = n_{DC}$ . В зависимости от задачи управления и исходной циклограммы движения ИМ (рабочего органа РО) с учетом параметров технологического процесса (ТП), «пауз» и «пусков» в такте цикла, моментов переключения выходных переменных осуществляются электрические соединения входов  $X_1 \dots X_m$  и выходов  $y_1 \dots y_n$ ; аппаратного контроллера АК, т.е. программирование АК осуществляется аппаратным путем, что отражено в названии данного контроллера. С особенностями построения циклограмм технологического процесса, циклов движения ИМ, РО, реализацией электрических соединений при создании логических схем управления (ЛСУ) электроприводами М и РТС можно подробно ознакомиться в [11].

#### 4.1.4. Логические системы управления на основе программируемого логического контроллера

Аппаратный способ реализации ЛСУ на основе простых и быстродействующих управляющих средств типа программируемых логических матриц (ПЛМ или ПЛК) [9,12] и АК оказывается достаточно эффективным для выполнения электроприводами жестко регламентированных технологических циклов. Такие ЛСУ широко используются в технологических линиях массового изготовления деталей и в гибких производствах мелкосерийной продукции, технологические циклы которых могут изменяться, а также должны изменяться алгоритмы управления движением ИМ, РО технологических машин. Для этого требуется частичная замена аппаратуры и «перекоммутация» электрических соединений. Следует заметить, что в рассматриваемом случае программный способ выполнения алгоритма управления (на базе универсального управляющего устройства) может стать более эффективным средством управления. В программном способе логические функции, составляющие алгоритм управления, формируются последовательным применением операций И, ИЛИ, НЕ. В принципе для этого требуется всего один логический элемент (ЛЭ) И с двумя входами, один ЛЭ ИЛИ с двумя входами, два ЛЭ НЕ, а также некоторые дополнительные элементы, обеспечивающие процесс последовательного формирования логических функций. Меньшее число ЛЭ, что имеет место при сложных алгоритмах управления, и возможность изменять алгоритм управления – достоинства программного способа по сравнению с аппаратным [94]. Из-за последовательного принципа формирования алгоритма программный способ уступает по быстродействию аппаратному, использующему параллельный принцип. Однако с развитием электроники и применением быстродействующей современной элементной базы, выполняющей последовательные операции, можно обеспечить желаемые временные характеристики программируемой ЛСУ. Из основных узлов аппаратной части ЛСУ следует выделить ПЛК (рис. 4.4), содержащий:

- устройство ввода (УВ1) входных логических переменных. УВ1- мультиплексор MS ( $m \times 1$ ) осуществляет выбор одной переменной  $x_i$  из  $m$  входных сигналов.

- логическое устройство (ЛУ) выполняет операции И, ИЛИ, ПОВТОР. Команды операций охватывают внутренние узлы (на схеме не приведены) ПП-переключатель переменных, ПО-переключатель операций – демультиплексор DMS ( $1 \times 3$ );

ЛО - логический оператор – элементы ПОВТОР, И, ИЛИ, D -триггер; ПВ - переключатель вывода – DMS ( $1 \times 3$ ), осуществляющий выбор для переменной D одной из трех операций – ПОВТОР, И, ИЛИ, входящие в состав логического устройства (ЛУ). Выбор для A одного из трех устройств – ЗУ, УВ2, Т и вывод информации на электронные узлы УВ2 с  $r$  выходными переменными  $y_i$ ; ЗУ - запоминающее устройство для запоминания промежуточных переменных  $q_i$  в процессе формирования выходных функций при наличии команд соответствующих адресов (КА), определяющие переменные  $x_i, y_i$ ;

- устройство задержки времени – таймер (Т) для создания пауз в циклах;

- программное запоминающее устройство (ПЗУ) предназначено для хранения команд (для выполнения операций), формирующих алгоритм управления;

- управляющее устройство (УУ) осуществляющее согласованную последовательность работы всех составных частей ПЛК по командам, хранящихся в ПЗУ.

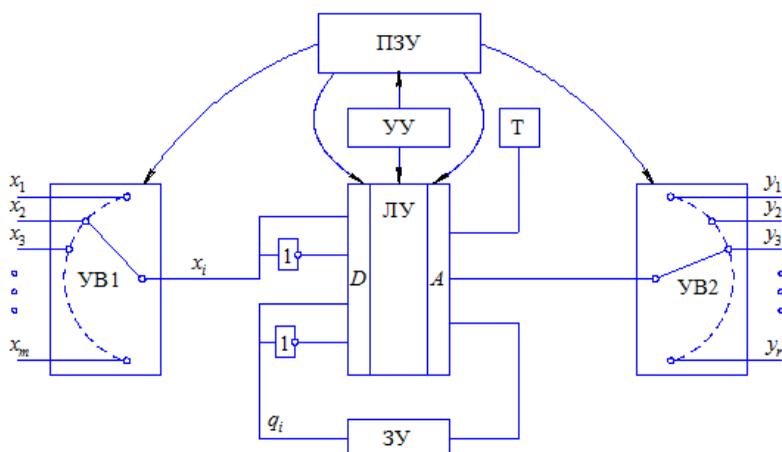


Рис. 4.4. Блочная схема ПЛК

В свою очередь, каждое упомянутое устройство ПЛК можно рассматривать как укрупненный функциональный узел одного или нескольких более простых типовых узлов. Выделенные в составе ПЛК все узлы электрически соединяются между собой информационными входами и выходами соответствующих микросхем. По

существующим связям проходят сигналы от входа до выхода, формируя выходные переменные  $Y_i$  – управляющие сигналы ПЛК.

Следует отметить, что для работы ПЛК фактическая схема обычно еще дополняется электронными ключами, выполняющими функции: обнуления счетчика команд (СК) в конце каждого программного цикла, прерывания работы СК на время паузы в технологическом цикле; блокирования элемента ИЛИ в узле ЛО при выполнении операций ПОВТОР, И. Языком алгоритмов управления (при синтезировании структуры ПЛК) являются структурные формулы алгебры логики. Естественно предположить, что числовые значения параметров  $m, l, r$  определяются алгоритмами управления, которые предполагается реализовать на ПЛК. При увеличении числа входных сигналов от датчиков и выходных управляющих сигналов, т.е. числа контролируемых параметров  $m, l, r$ , алгоритм управления электроприводом технологической машины также усложняется. Однако ПЛМ (или ПЛК) обладают существенными преимуществами перед микропроцессором при реализации сложных алгоритмов управления ЭП ТМ, когда необходимо обеспечить высокое быстродействие системы управления при малом объеме обрабатываемой информации.

## 4.2. Операционные усилители

Под операционным усилителем (ОУ) следует понимать высококачественный интегральный усилитель электрических сигналов постоянного тока (УПТ) с большим коэффициентом усиления (до  $1 \cdot 10^6$ ), охваченный внешними обратными связями, параметры и схема соединения которых определяют вид выполняемых математических операций над аналоговыми и импульсными входными сигналами: суммирование, перемножение, интегрирование, дифференцирование и т.д.

### 4.2.1. Технические характеристики операционных усилителей

На рис. 4.5,а,б приведены особенности условного графического обозначения (УГО) ОУ в электрических схемах управления, а также поясняется смысл влияния напряжения смещения ( $e_{см}$ ), как дополнительного источника сигнала (рис.4.5,в), действующего на входе усилителя и смещающего его характеристику  $U_{вых}=f(U_{вх})$  в зависимости от знака ( $e_{см+}$ ) или ( $e_{см-}$ ). Здесь же приведены амплитудные (передаточные) характеристики ОУ, представляющие

собой зависимость  $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$  при нулевой частоте и  $U_{\text{вх}} = e_{\text{см}}$ . Кривая 1 соответствует подаче входного напряжения на И - инвертирующий вход (или знак «-»), кривая 2 – на Н- неинвертирующий вход (или знак «+»). Причем характеристики сняты для случая подачи входного напряжения на один из входов ОУ при отсутствии напряжения на другом входе.

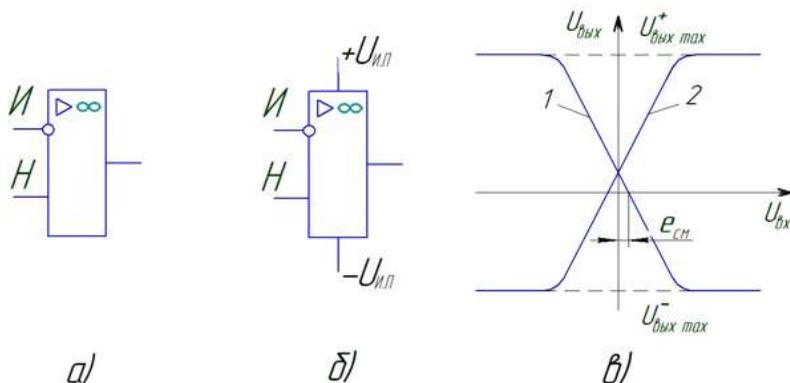


Рис. 4.5. Условное графическое обозначение операционного усилителя:

без источников питания (а), с источником питания (б) и выходная характеристика (в)

Основными параметрами ОУ, характеризующими его качество, являются [39,40,42]:

1. Коэффициент усиления по напряжению ( $K_U$ ) - отношение приращения выходного напряжения к вызвавшему его приращению входного напряжения при работе усилителя на линейном участке характеристики:

$$K_U = \Delta U_{\text{вых}} / \Delta U_{\text{вх}}, \quad (4.5.)$$

где  $\Delta U_{\text{вх}} = [e_+ - e_-]$ , а величину  $(e_+ - e_-)$  - называют дифференциальным (разностным) входным сигналом ОУ. Современные интегральные ОУ (при нулевой частоте сигнала на входе) имеют значения  $K_U \approx 10^3 \dots 10^6$ . Коэффициент усиления ОУ зависит от изменения напряжения питания, тока нагрузочного устройства, температуры окружающей среды. По этой причине ОУ (за исключением компараторов) не применяют без цепей внешней обратной связи, которые стабилизируют его коэффициент усиления.

2. Напряжение смещения ( $e_{\text{см}}$ ) - дифференциальное входное напряжение, равное  $[e_+ - e_-]$ , при котором  $U_{\text{вых}}$  ОУ равно нулю. Для усилителей, входные каскады которых выполнены на биполярных транзисторах, значение  $e_{\text{см}}$  (по модулю) обычно не

превышает 3-10 мВ. Напряжение смещения появляется вследствие разброса параметров элементов ОУ или изменений режимов работы входных транзисторов за счет рассогласования во входных цепях ОУ, а также от уровня напряжения источника питания. Изменение напряжения смещения в зависимости от температуры для ОУ широкого применения составляет примерно 50 мкВ/град. и не превышает 5-20 мВ. Для устранения напряжения смещения на входе ОУ вводят специальные электрические цепи.

3. Входное сопротивление ( $r_{вх.д}$ ) - сопротивление со стороны одного из входов ОУ, когда другой вход заземлен. Различают входные сопротивления для дифференциального сигнала ( $r_{вх.д}$ ) и синфазного сигнала ( $r_{вх.сф}$ ). Для получения большего входного сопротивления первый каскад ОУ выполняют на полевых транзисторах, что обеспечивает значение ( $r_{вх.д}$ ) от нескольких кОм (для биполярных транзисторов) до нескольких единиц и десятков МОм (для полевых транзисторов). Входное сопротивление ( $r_{вх.сф}$ ) определяют как отношение приращения синфазного напряжения к приращению среднего входного тока усилителя, а средний входной ток ( $i_{вх}$ ) ОУ - среднеарифметическое значение токов Н и И - входов усилителя, измеренных при таком входном напряжении  $U_{вх}$  при котором  $U_{вых} = 0$ .

4. Входной ток  $I_{вх}$  протекает во входной цепи ОУ и может составить 0-100 мкА. Его необходимо учитывать при подключении к обоим входам ОУ внешних электрических цепей. Если сопротивления внешних электрических цепей по И или Н- входам неодинаковые, то разность падений напряжений на них вызовет дополнительные напряжения, складывающиеся с напряжением смещения. Для исключения такого режима работы ОУ сопротивления этих выводов стремятся сделать равными.

5. Выходное сопротивление ОУ ( $r_{вых}$ ) - сопротивление, измеренное со стороны нагрузочного устройства, представляет собой выходное сопротивление выходных каскадов ОУ, построенных на эмиттерных повторителях. Обычно ( $r_{вых}$ ) ОУ составляет от нескольких десятков до нескольких сотен Ом.

Динамические свойства ОУ определяются двумя параметрами: частотной полосой и скоростью изменения выходного сигнала. Усиление сигналов различных частот можно определить по амплитудно-частотной характеристике ОУ (4.6,а), а усиление импульсных (например, прямоугольных) сигналов - по скорости нарастания выходного напряжения (рис. 4.6,б.). В соответствии с изложенными положениями определяют динамические параметры ОУ:

- частотную полосу ОУ, которая определяется, частотой единичного усиления  $f_x$ , при которой модуль коэффициента усиления ОУ (точка **n**) уменьшается до единицы (для современных ОУ значение  $f_x$  составляет 15-20 МГц);
- максимальную скорость ( $V$ ) нарастания выходного напряжения  $V_{U_{\text{вых}}}$ , определяющую наибольшую скорость изменения выходного напряжения ОУ при воздействии прямоугольного входного импульса (рис. 4.6, б) в момент  $t_1$ ; скорость нарастания можно определить как отношение  $\Delta U_{\text{вых}}$  к  $\Delta t$  (для современных ОУ значение  $V_{U_{\text{вых}}} = 0,1 \dots 100$  В/мкс);

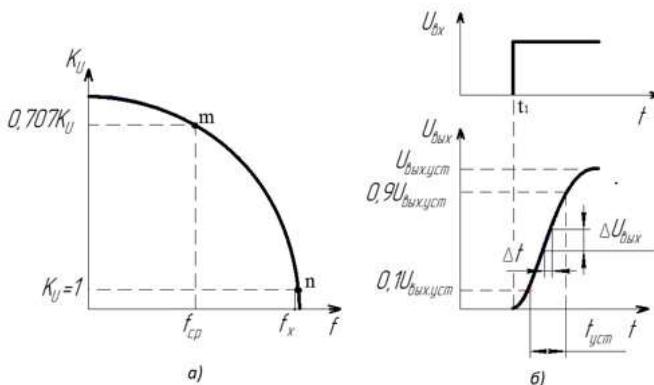


Рис. 4.6. Амплитудно-частотная характеристика ОУ (а), характеристики к определению параметра ОУ – скорости нарастания  $U_{\text{вых}}$  (б)

- частоту среза, значению которой соответствует снижение модуля (точка **m**) коэффициента усиления  $K_u$  ОУ в  $\sqrt{2}$  раза, т.е. (3 дБ).
- время установления  $t_{\text{уст}}$  (рис. 4.6, б), определяющее изменение выходного напряжения ОУ от уровня 0,1 до уровня 0,9 от установившегося выходного напряжения  $U_{\text{вых.уст.}}$ , при воздействии на вход прямоугольного импульса  $U_{\text{вх}}$  в момент времени  $t_1$ . Искомое время обычно составляет  $t_{\text{уст}} = 0,05 - 2$  мкс для ОУ широкого применения.

Следует отметить, что параметры ОУ зависят и от других факторов, в частности, от температуры окружающей среды, влияющей на: температурный дрейф напряжения смещения, на температурные изменения входных токов ОУ; температурный коэффициент коэффициента усиления ОУ может быть как положительным, так и отрицательным в зависимости от температуры и типа

ОУ. В диапазоне допустимых температур окружающей среды  $K_U$  может изменяться не более чем в 3-5 раз [42].

Выпускаемые в настоящее время интегральные ОУ классифицируют по следующим группам:

- прецизионные малошумящие ОУ, например, специальный (предусилитель) типа К140УД13, К140УД17, К553УД5, КМ551УД1 с  $K_U = 10 - 10^3$ , а также МАХ4236.... МАХ4239 [22], позволяющие поддерживать с высокой точностью минимальный коэффициент усиления  $K_U = 10$ ;  $m(-40 + 125, ^\circ\text{C})$ . Из других ОУ фирмы «DALLAS semiconductor» можно отметить: ОУ (МАХ 4289) со сверхнизким напряжением питания 1...5,5 В,  $f_T = 0,017$  МГц,  $K_U = 75$  дБ (при разомкнутой ОС). Фирма производит ОУ с максимальным коэффициентом «усиление-полоса пропускания»  $K_U = 140$  дБ (при разомкнутой цепи ОС), полоса пропускания 6,5 МГц,  $e_{\text{см}} = 2$  мкВ; напряжение питания  $U_n = 2,7... 5,5$  В; диапазон рабочих температур  $(-40 \dots +85 ^\circ\text{C})$ , высокоточковые ОУ с выключением (МАХ4230 .... МАХ4234) и параметрами  $f_T = 10$  МГц;  $e_{\text{см}} = 3000 - 6000$ , мкВ;  $I_{\text{потр.}} = 1,1$  мА;  $U_n = 2,7... 5,5$  В. и т.д. [Платан].

- быстродействующие ОУ, например, серии К544, в частности, КР544 УД2А, КР544УД2Б, характеризующиеся повышенной скоростью нарастания выходного напряжения ( $V_{U_{\text{вых}}} \geq 20 - 80$  В/мкс) и малым временем установления; имеют частоту единичного усиления 15 МГц,  $U_n = \pm (13,5...16,5)$  В;

- микромощные ОУ, потребляющие наименьшую энергию от источника питания (например, ОУ К154УД3, ОУ 140УД12,  $I_{\text{потр.}} \leq 0,18$  мА при  $U_n = \pm 6$  В). ОУ фирмы «DALLAS semiconductor» типа МАХ406, МАХ407, МАХ409 и МАХ417, МАХ419, МАХ420 (с количеством усилителей от 1 до 4), полоса пропускания  $(0,004...0,15)$  МГц; диапазон рабочих температур  $(- 55 \dots +125^\circ\text{C})$ ;  $U_n = \pm 2,5 \dots 10$  В [22].

В общем случае ОУ рассчитаны на применение симметричных («разнополярных») источников питания напряжением от  $(\pm 5$  до  $\pm 16,5)$  В с допускаемым отклонением  $\pm(5...10\%)$ . Применение специальных источников питания упрощает задачу компенсации смещения нуля ОУ и предотвращает появление ненужной постоянной составляющей тока в нагрузочном устройстве при изменении температуры окружающей среды в пределах  $(-40$  до  $+125 ^\circ\text{C})$ .

**Схемотехническое решение ОУ** всегда включает транзисторы и другие компоненты, изготовленные в едином технологическом процессе. Однако известно [42], что биполярные транзисторы при изменении температуры **p-n** перехода, например,

участка Э-Б в пределах  $30\text{ }^{\circ}\text{C}$ , малом коэффициенте усиления ОУ с ООС и чувствительности по температурному дрейфу  $1,5\text{...}3,5\text{ мВ}/^{\circ}\text{C}$ , могут иметь погрешность дрейфа до  $7\text{...}10\%$ , что вызывает недопустимое изменение выходного напряжения усилителя. Поэтому микроэлектронными составляющими-компонентами такого ОУ обычно являются: дифференциальные (параллельно-балансные) каскады усиления сигнала, генераторы стабильного тока для питания этих каскадов, выходные эмиттерные повторители для увеличения входного и уменьшения выходного сопротивления, обеспечивающие в совокупности снижение фактора температурного дрейфа при высокой линейности и повышенной помехоустойчивости работы электронных устройств, построенных на базе ОУ [40]. Входной каскад ОУ, в котором используются полевые транзисторы, обеспечивает улучшенные входные характеристики, в частности, расширяется диапазон воспроизводимых частот, снижается внутренний шум при высоком входном сопротивлении. Выходным каскадом часто является бестрансформаторный двухтактный усилитель мощности (эмиттерный повторитель, работающий в режиме усилителя А или АВ). Он служит для согласования высокого выходного сопротивления первого дифференциального каскада ОУ с низкоомным входным сопротивлением любого последующего электронного узла схемы СУ. Кроме того, в состав современного ОУ входят цепи защиты (на стабилитронах по входу и выходу) от перенапряжений и превышения выходного тока.

Сегодня ОУ являются самыми универсальными и массовыми аналоговыми интегральными схемами (ИС), широко применяются в усилителях различного назначения, стабилизаторах напряжения, компараторах, источниках эталонных напряжений, активных фильтрах, электронных ключах и т.д. ОУ включает в себя несколько сотен элементов и более, что обеспечивается интегральной технологией, при которой все элементы (транзисторы, диоды, резисторы и др.) и соединения между ними выполняются также в едином технологическом цикле.

**Принципиальная схема** ОУ (типа К140) приведена на рис. 4.7. Первый каскад усилителя выполнен по дифференциальной схеме на транзисторах  $VT_1$ ,  $VT_2$ ,  $VT_{10}$  и  $VT_{11}$ . Транзистор  $VT_{10}$  работает в диодном включении, его коллектор и база соединены в общей точке. Падение напряжения на этом диоде, включенном в прямом направлении, подается на базу  $VT_{11}$  и служит входным напряжением для каскада на этом транзисторе. Каскад на транзисторе  $VT_{11}$  работает как генератор тока, питающий эмиттерные

цепи транзисторов  $VT_1$  и  $VT_2$ . Ток  $I_{k11} = \alpha_{11}(U_d - U_{6\text{э}11})/R_3$ , где  $\alpha_{11}$  — коэффициент передачи по току транзистора  $VT_{11}$ ;  $U_{6\text{э}11}$  — падение напряжения на транзисторе  $VT_{10}$ , работающем в режиме прямосмещенного диода;  $U_{6\text{э}11}$  — напряжение на эмиттерном переходе транзистора  $VT_{11}$ . Так как  $U_d$  и  $U_{6\text{э}11}$  (при использовании однотипных кремниевых транзисторов) изменяются одинаково в некотором температурном диапазоне работы схемы, то ток  $I_{k11}$  стабилен. Напряжение  $U_d$  имеет небольшое значение, поэтому ток  $I_{k11}$  мал; транзисторы  $VT_1$  и  $VT_2$  работают в режиме малых токов, что не позволяет получить в первом усилительном каскаде большой коэффициент усиления по напряжению. Основное усиление обеспечивает второй усилительный каскад, состоящий из составных транзисторов  $VT_3$ ,  $VT_5$  и  $VT_4$ ,  $VT_6$  и «термостабилизирующего» транзистора  $VT_{15}$ .

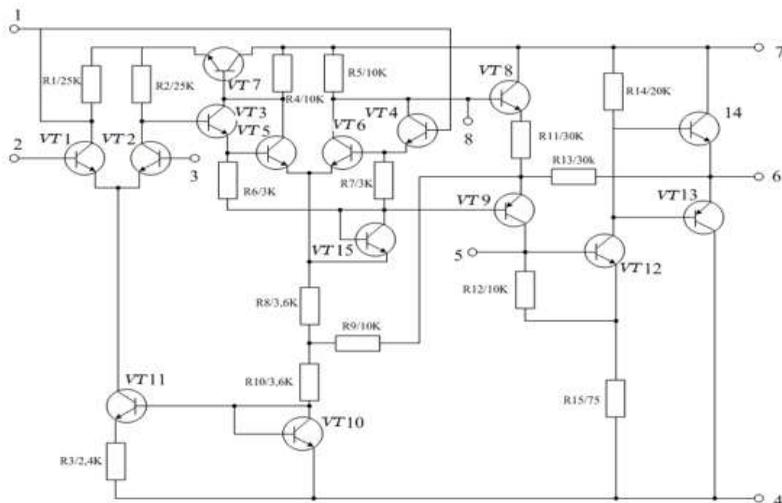


Рис. 4.7. Принципиальная схема ОУ К140

Выходной сигнал с коллектора составного транзистора  $VT_4$ ,  $VT_6$  поступает через эмиттерный повторитель, выполненный на транзисторе  $VT_8$ , на вход усилительного каскада на транзисторе  $VT_9$ , включенном по схеме с общей базой. С нагрузочного резистора  $R_{12}$  сигнал подается на вход «предоконечного» усилительного каскада на транзисторе  $VT_{12}$ . После дополнительного усиления транзистором  $VT_{12}$  сигнал поступает на вход окончательного каскада, выполненного по схеме эмиттерного повторителя на транзисторах  $VT_{13}$  и  $VT_{14}$  ( $VT_{13}$  —  $p$ - $n$ - $p$  типа,  $VT_{14}$  —  $n$ - $p$ - $n$  типа). Данный эмиттер-

ный повторитель обеспечивает малое выходное сопротивление усилителя, как для положительной, так и для отрицательной полуволны напряжения. Через резистор  $R_{13}$  осуществляется отрицательная обратная связь с целью линеаризации передаточной характеристики и уменьшения нелинейных искажений, называемых иногда в усилителях искажениями типа «ступенька». Каскад на транзисторе  $VT_7$ , включенном по схеме эмиттерного повторителя, служит для понижения напряжения питания, подаваемого на первый дифференциальный каскад усилителя, и симметрирования коллекторных нагрузок второго дифференциального каскада. Выходные контакты усилителя имеют следующее назначение: контакты 2 и 3 используются для подачи входных сигналов, контакт 6 — для съема выходного напряжения. Остальные контакты необходимы для подключения внешних корректирующих цепей. Усилитель питается от двух «разнополярных» источников: источника положительного напряжения  $E_1$  (контакт 7), и источника отрицательного напряжения  $E_2$  (контакт 4). Если напряжение на контактах 2 и 3 изменяется одинаково, то коллекторный ток транзисторов  $VT_1$  и  $VT_2$  также одинаков, а, следовательно, одинаковы и напряжения на коллекторах этих транзисторов. Такой случай называют «синфазным» включением входов усилителя. При синфазном включении входов ОУ выходной сигнал усилителя не меняется (из-за неидеальной симметрии схемы некоторое изменение выходного сигнала имеет место, однако оно мало). Если же сигналы на входных контактах 2 и 3 изменять в «противофазе» или напряжение на одном контакте поддерживать постоянным, а на другом — изменять, то можно получить существенные приращения выходного напряжения. Пределы изменения выходного напряжения имеют значения  $(U_{\text{вых}}^+)$  и  $(U_{\text{вых}}^-)$ , соответствующие уровням ограничения выходного напряжения в данном усилителе. Напряжение  $(U_{\text{вых}}^+)$  близко к  $(+E_1)$ , напряжение  $(U_{\text{вых}}^-)$ , - к  $(-E_2)$ . Если контакт 2 соединить с корпусом устройства, а на контакт 3 подать положительное напряжение, постепенно увеличивая его, то на выходе усилителя будет формироваться положительное напряжение, а в режиме ограничения выходное напряжение будет равно  $(U_{\text{вых}}^+)$ . Полярность его совпадает с полярностью входного сигнала, поэтому вход, соответствующий контакту 3, называют «неинвертирующим». Если же заземлить контакт 3, а на контакт 2 подавать положительное напряжение, то на выходе усилителя вырабатывается отрицательное напряжение. При переходе усилителя в режим ограничения на выходе ОУ (точка б) установится уровень напряжения  $(U_{\text{вых}}^-)$ . Полярность выходного

напряжения противоположна полярности входного сигнала, поэтому вход, соответствующий контакту 2, называют «инвертирующим». Приводимые в справочниках номинальные параметры интегральных ОУ используются при проектировании различных ЭУ, электронных узлов, устройств СУ, а окончательный расчет и выбор устройств защиты (при возникновении недопустимых режимов работы ЭУ) обычно осуществляется по предельным параметрам ОУ.

#### 4.2.2. Особенности включения операционного усилителя с обратной связью

Включение ОУ в качестве инвертирующего усилителя (рис. 4.8, а), когда Н- вход заземлен, позволяет при подаче  $U_{вх}$  на И-вход (через резистор  $R_1$ ) изменить фазу  $U_{вых}$ , т.е. сдвинуть по отношению к фазе  $U_{вх}$ , на  $180^\circ$ . С помощью резистора  $R_{ос}$  осуществляется отрицательная параллельная обратная связь по напряжению.

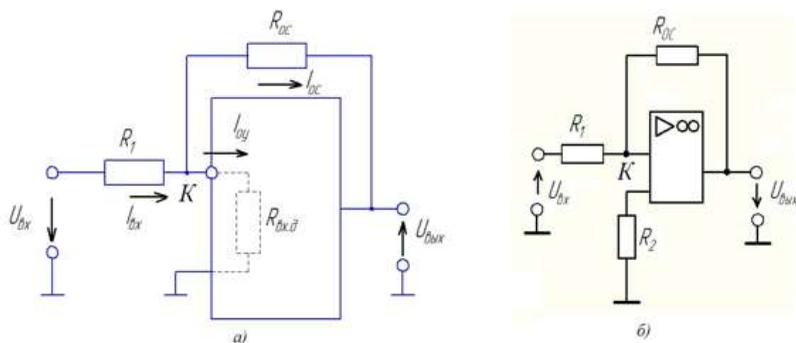


Рис 4.8. Схема инвертирующего усилителя (а) и инвертирующего усилителя с «выравнивающим» резистором (б).

В соответствии с первым законом Кирхгофа (для узла  $K$  схемы ОУ) уравнение токов можно записать в виде:

$$\dot{I}_{вх} = \dot{I}_{ос} + \dot{I}_{оу} \quad (4.6)$$

Если допустить, что ОУ «идеален», т.е. внутреннее сопротивление  $R_{вх.д} \rightarrow \infty$ , то  $\dot{I}_{оу} \rightarrow 0$ , тогда  $\dot{I}_{вх} \approx \dot{I}_{ос}$  при любом значении  $R_1 \neq 0$ . В этом случае коэффициент усиления инвертирующего усилителя составит:

$$K_{u,oc} = - U_{вых} / U_{вх} = -R_{oc} \cdot \dot{I}_{oc} / R_1 \cdot \dot{I}_{вх} = - R_{oc} / R_1 \quad (4.7)$$

Знак «-» в выражении (4.7) означает, что в инвертирующем усилителе напряжения  $U_{вх}$  и  $U_{вых}$  находятся в противофазе. Тогда входное сопротивление инвертирующего усилителя определится в виде:  $R_{вх,oc} \approx R_1$ ,

а выходное сопротивление ОУ составит:

$$R_{вых,oc} \approx R_{вых,oc} (1 + R_{oc} / R_1) / K_u \quad (4.9)$$

При  $K_U \rightarrow \infty$  значение  $R_{вых,oc}$  будет стремиться к нулю. Для устранения различий сопротивлений во входных цепях (рис. 4.8, б) по И- входу и Н- входу ОУ, вызванного подключением к инвертирующему входу резисторов  $R_1$ ,  $R_{oc}$ , в цепь неинвертирующего входа включают резистор, определяемый из соотношения  $R_2 = R_1 \cdot R_{oc} / (R_1 + R_{oc})$ .

Для согласования электронных узлов, построенных на ОУ, часто при проектировании ЭУ применяют схему неинвертирующего усилителя (рис.4.9,а). При этом входной сигнал подают на неинвертирующий вход ОУ, а на инвертирующий вход поступает часть выходного напряжения через цепь обратной связи  $R_1$ ,  $R_{oc}$ , т.е. в схеме осуществляется последовательная ООС по напряжению. Коэффициент усиления неинвертирующего усилителя находят как:

$$K_{u oc} = 1 + R_{oc} / R_1, \quad (4.10)$$

а входное сопротивление этого усилителя составит:

$$R_{вх,oc} \approx R_{вх,э} (1 + \beta K_U) \approx R_{вх,э} R_1 \cdot K_U / (R_1 + R_{oc}), \quad (4.11)$$

где  $\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_{oc}}$  - коэффициент обратной связи. При  $K_U \rightarrow \infty$  входное сопротивление  $R_{вх,oc}$  стремится к бесконечности.

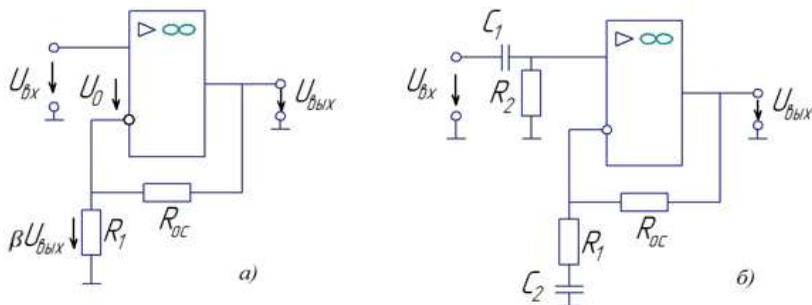


Рис. 4.9. Схемы неинвертирующего усилителя (а) и низкочастотного неинвертирующего усилителя (б)

Для этой схемы выходное сопротивление неинвертирующего усилителя можно определить в виде:

$$R_{\text{вых.ос}} \approx R_{\text{вых.}} / (1 + \beta \cdot K_U), \quad (4.12)$$

что при  $K_U \rightarrow \infty$  позволяет обеспечить нулевое выходное сопротивление ОУ.

Учитывая, что у неинвертирующего усилителя сопротивление  $R_{\text{вых.ос}} \gg R_{\text{вых.ос}}$ , то такой усилитель часто применяют как согласующий элемент при работе с высокоомным источником сигнала и низкоомным нагрузочным устройством. Схема низкочастотного неинвертирующего усилителя с отдельной обратной связью по переменной и постоянной составляющим приведена на рис. 4.9,б. Для усиливаемого сигнала коэффициент обратной связи в схеме  $\beta = R_1 / (R_1 + R_{\text{ос}})$ , поскольку конденсатор  $C_2$  рассчитывают из условия  $X_{C_2} \ll R_1$ , а сопротивлением конденсатора можно пренебречь в частотном диапазоне усиливаемых напряжений. В то же время  $X_{C_2} = \infty$  для постоянной составляющей, определяемой напряжением  $e_{\text{см}}$ , когда действует 100% -я ООС ( $K_{\text{ООС}}=1$ ). Однако такой усилитель нуждается в особой настройке с подавлением  $e_{\text{см}}$  для исключения: режима насыщения транзисторов ОУ, нелинейных искажений в работе усилителя, снижения коэффициента усиления. Величину входного сопротивления неинвертирующего ОУ определяет резистор  $R_2$ , выбираемый в пределах 0,5-1 МОм. Рассмотренные схемотехнические решения на основе двух ОУ (инвертирующего и неинвертирующего) при использовании различных цепей ОС позволяют создавать разнообразные ЭУ и с необходимыми характеристиками. Так, на основе инвертирующего усилителя можно построить сумматор (рис. 4.10), который часто используется при проектировании СУ М и РТС.

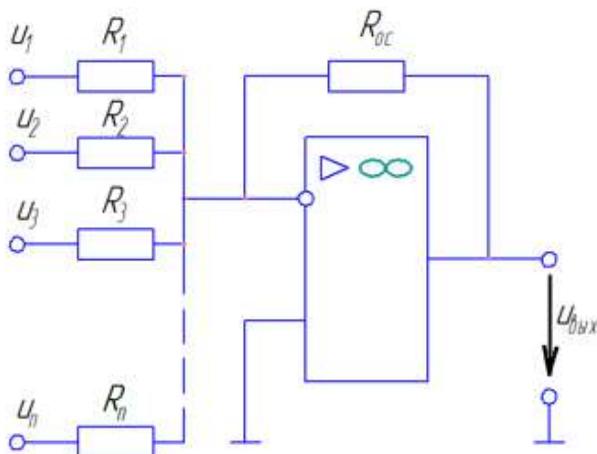


Рис. 4.10. Схема сумматора на ОУ

При подаче на инвертирующий вход ОУ входных сигналов (напряжений  $U_1, U_2, \dots, U_n$ ) через резисторы  $R_1, R_2, \dots, R_n$  соответственно можно получить выходное напряжение из выражения:

$$U_{\text{Вых}} = -R_{oc} / R_o (U_1 + U_2 + U_3 + \dots + U_n), \quad (4.13)$$

где  $R_o = R_1 = R_2 = R_3 \dots R^n$ ,  $R_o < R_{\text{вх.д.}}$ ;  $R_{\text{вх.д.}}$  - входное сопротивление ОУ для дифференциального сигнала.

Если в схеме обвязки инвертирующего ОУ (см. рис. 4.8,а) резистор  $R_{oc}$  заменить конденсатором  $C_{oc}$ , то получится интегратор (рис. 4.11,а). Для определения некоторых электрических параметров ОУ можно составить уравнения:

$$U_{\text{Вх}} = R_1 \cdot \dot{I}_{\text{Вх}}, \quad U_{\text{Вых}} = U_c \cdot \dot{I}_{\text{Вх}} = -\dot{I}_{oc} = -C_{oc} \cdot (\partial U_{\text{Вых}} / \partial t), \quad (4.14)$$

что позволяет записать соотношение:

$$U_{\text{Вх}} / R_1 = -C_{oc} \cdot (\partial U_{\text{Вых}} / \partial t).$$

С учетом ранее изложенных положений можно представить:

$$U_{\text{Вых}} = -\frac{1}{R_1 C_{oc}} \int U_{\text{Вх}} * dt \quad (4.15)$$

Если в схеме обвязки (рис.4.11,а) произвести замену резистора  $R_1$  конденсатором  $C_1$ , а конденсатор  $C_{oc}$  заменить резистором  $R_{oc}$ , то можно получить схему дифференциатора (рис. 4.11,б). Поскольку в схеме  $U_{\text{Вх}} = U_c$ , а напряжение  $U_{\text{Вых}} = -R_{oc} \cdot \dot{I}_{oc}$ , причем  $\dot{I}_{oc} = C_1 \cdot (\partial U_{\text{Вых}} / \partial t)$ , то значение выходного напряжения можно определить из выражения:

$$U_{\text{Вых}} = -R_{oc} C_1 \cdot (\partial U_{\text{Вх}} / \partial t). \quad (4.16)$$

Такие схемотехнические решения интеграторов, дифференци-

аторов находят широкое применение при разработке ЭУ М и РТС, электронных узлов СУ, поскольку позволяют создавать расчетные «временные задержки» в работе различных приборов и устройств автоматизации с повышенной точностью в сравнении с известными RC - цепочками. Известно из электротехники [28], в интегрирующих и дифференцирующих RC-цепях степень точности интегрирования и дифференцирования входного сигнала зависит от степени выполнения неравенства [42]. Причем, чем точнее RC-цепь производит ту или иную названную операцию, тем меньше должно быть выходное напряжение. Комбинации из интегродифференцирующих цепочек в цепи обратной связи ОУ достаточно эффективно позволяют придавать, например, избирательные свойства аналоговой (ARC) - схеме [42], приведенной на рис.4.12,а.

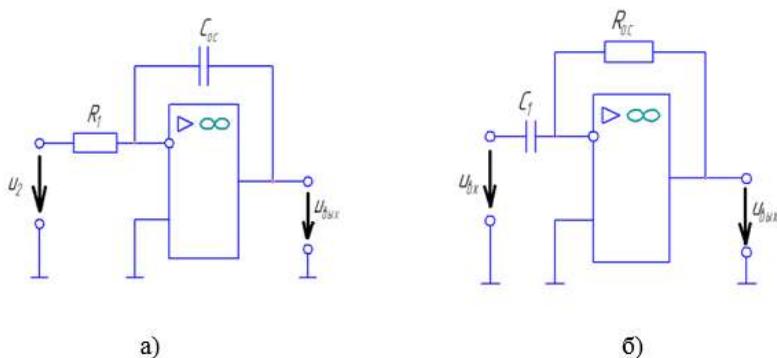


Рис. 4.11. Схемы на ОУ: интегратора (а) и дифференциатора (б)

Избирательный RC - усилитель на ОУ при квазирезонансной частоте  $f_0 = 1/(2\pi R_1 R_2 C_1 C_2)$  имеет максимальный коэффициент усиления (рис.4.12,б), который определяют по формуле [42,95]:

$$K_{oc \max} = \frac{R_2 C_2}{R_1 (C_1 + C_2)} \quad (4.17)$$

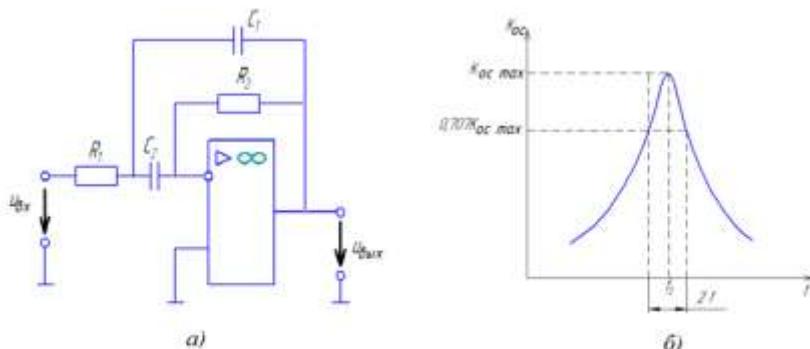


Рис. 4.12. Схема (а) и амплитудно-частотная характеристика (б) избирательного RC-усилителя на ОУ

Добротность избирательного усилителя можно рассчитать из выражения:

$$Q = \frac{\sqrt{\left(\frac{R_2}{R_1}\right) C_1 C_2}}{C_1 + C_2} \quad (4.18)$$

Если параметры схемы  $C_1$  и  $C_2$  выбрать в соотношении  $C_1 = C_2$ , то максимальный коэффициент усиления в соответствии с выражением (4.17) составит:

$$K_{ос \max} = \frac{R_2}{2R_1}, \quad (4.19)$$

а значение добротности в этом случае составит:

$$Q = \frac{\sqrt{\left(\frac{R_2}{R_1}\right)}}{2} \quad (4.20)$$

Результаты исследований характеристик таких ОУ с RC - звеньями в петлевой цепи ОС, как показано в [42], могут несколько отличаться в зависимости от принятых соотношений:  $k = R_2/R_1$  и  $m = C_1/C_2$ , поскольку параметры  $k$  и  $m$  могут принимать разные значения, в частности,  $k=1$  и  $k \neq 1$ . Однако такие схемы на одном ОУ относятся к классу звеньев с обобщенной мостовой RC-цепью, а передаточные функции имеют один и тот же вид коэф-

фициентов характеристического полинома, а свойства полюсов их передаточных функций описываются одинаковыми формулами. Описанные

избирательные  $RC$ -усилители часто называют также активными фильтрами, способными работать на частотах до 5 МГц.

Следует заметить, ОУ может иметь достаточно большой коэффициент усиления и сложную схему, что при работе (на определённых частотах) может привести к появлению нежелательных фазовых сдвигов сигналов, приводящих к образованию положительных ОС и, как следствие, к самовозбуждению усилителя. Для устранения этих факторов применяются цепи коррекции, представляющие различные  $RC$ -цепочки. Цепи коррекции могут быть как внешними, выполненными посредством навесных элементов, так и внутренними, то есть внутри корпуса в процессе производства микросхемы. Причём цепи коррекции разрабатываются на этапе проектирования ОУ и являются индивидуальными для каждого конкретного типа ОУ. Рассмотренные базовые схемы включения ОУ позволяют выявить их основные принципиальные возможности при создании СУ М и РТС. Однако серийно выпускаемые ОУ имеют максимально допустимый выходной ток 2,5—5 мА, что ограничивает их применение в устройствах, работающих на нагрузку менее 2—3 кОм. Для увеличения нагрузочной способности ОУ и универсальности их применения выход усилителя в необходимых случаях соединяют с нагрузкой [40,42] с помощью эмиттерных повторителей (рис. 4.13,а). В этом случае ОУ дополнен двумя транзисторами, образующими двухтактный каскад для работы в режиме класса «В». Отсутствие элементов, формирующих начальное смещение транзисторов, приводит к возникновению в выходном напряжении нелинейных искажений типа «ступенька». Это обусловлено нелинейностью входных характеристик транзисторов, при которой они нечувствительны к напряжениям менее 0,5 В между базой и эмиттером, т.е. в диапазоне входных сигналов ОУ (от -0,5 до +0,5 В) оба транзистора заперты. Для повышения чувствительности по входу ОУ в схеме предусмотрена ООС, уменьшающая искажения в  $1 + \beta k_u$  раз и в зоне высоких частот, когда наблюдается уменьшение значения  $k_u$ .

Более эффективным способом является применение двухтактного эмиттерного повторителя, работающего в режиме класса АВ (рис. 4.13,б). Здесь дополнительные элементы R6, VD1 и R7, VD2 задают начальное смещение транзисторов VT1 и VT2, уменьшающее «ступенчатые» искажения [40]. Резисторы R8 и R9 в схеме повышают температурную стабильность каскада, конденсаторы

С5 и С6 — его быстродействие. ООС, созданная резисторами R2, R1, обеспечивает дополнительное подавление нелинейных искажений. Элементы R3, R5 и C1...C4 являются частью схемы ОУ. Резистор R3 балансирует его входной дифференциальный усилительный каскад по постоянному току. Цепочка C1, R4 и C2 корректируют его частотную характеристику. Конденсаторы С3, С4 устанавливаются непосредственно на шинах питания ОУ и блокируют возможную паразитную генерацию по цепи питания.

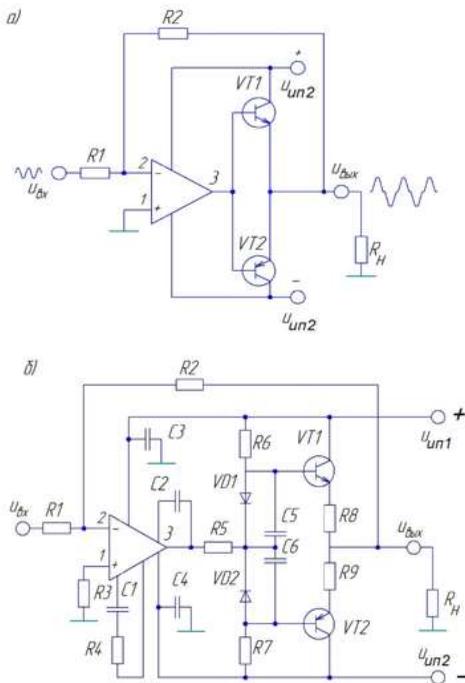


Рис. 4.13. Схема согласования ОУ с низкоомной нагрузкой посредством эмиттерных повторителей

Номинальные значения элементов схемы [40]:  $R1 = 4,7 \text{ кОм}$ ;  $R2 = 27 \text{ кОм}$ ;  $R3 = 4,3 \text{ кОм}$ ;  $R4 = 1,5 \text{ кОм}$ ;  $R6 \div R9 = 10 \text{ кОм}$ ;  $C1 = 3000 \overset{+}{-} 5100 \text{ пФ}$ ;  $C2 = 22 \text{ пФ}$ ;  $C3, C4 = 0,1 \text{ мкФ}$ ;  $C5, C6 = 100 \text{ пФ}$ . Операционный усилитель типа К153УД1А; транзистор VT1 типа КТ315Б, VT2— КТ104Г, диод VD1 типа КД509А, VD2— ГД508А. При указанных номинальных значениях элементов ( $R_H = 330 \text{ Ом}$ ) усилитель может отдавать в нагрузку ток до 30 мА.

Рассмотренные схемы с ОУ находят широкое применение в СУ

М и РТС, когда требуется высокая линейность усиления сигналов, высокое «входное сопротивление» усилителя, точное суммирование сигналов и т.д. при относительно небольшой выходной мощности электронного узла.

### 4.2.3. Операционные усилители с управляемыми параметрами

ОУ с управляемыми параметрами сегодня находят применение в промышленной автоматике, СУ М и РТС. Наибольшее распространение находят ОУ с управляемым коэффициентом усиления ( $K_u$ ) за счет включения транзисторов в цепи И и НЕ - входов ОУ и изменения сопротивлений  $R_{эк}$  при управлении транзисторами  $VT1, VT2, VT3$  (рис.4.14,а) при подаче, как цифрового сигнала управления на входы  $x_1, x_2, x_3$ , так и аналогового сигнала  $U_{упр}$ . (рис. 4.14,б).

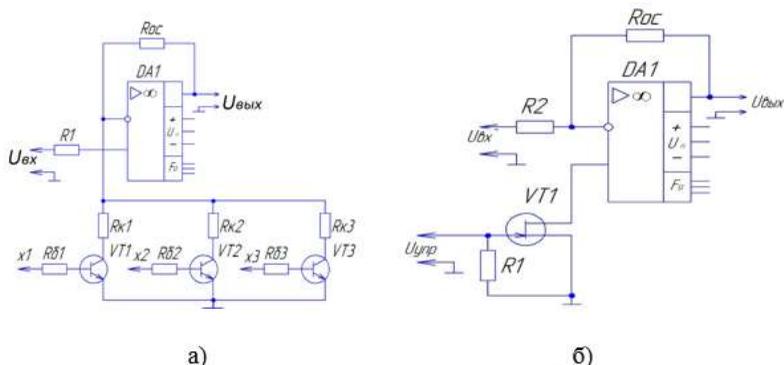


Рис. 4.14. Схемы включения ОУ с управляемым коэффициентом усиления: цифровым сигналом а) и аналоговым сигналом б)

При подаче на один из входов логической единицы соответствующий транзисторный ключ ( $VT1, VT2, VT3$ ) открывается и в цепь инвертирующего входа отдельно включаются сопротивления  $R_{к1}, R_{к2}$  и  $R_{к3}$  (или их необходимое сочетание при параллельном включении), что позволяет ступенчато регулировать коэффициент усиления по соотношению:

$$K = R_{oc} / R_{э.вн.}, \quad (4.21)$$

где  $R_{э.вн.}$  - эквивалентное внешнее сопротивление в цепи смещения инвертирующего входа  $DA1$ . Изменяя цифровой код на входах ( $x_1, x_2, x_3$ ) транзисторов соответственно  $VT1, VT2, VT3$  (рис. 4.14,а), можно к инвертирующему входу ОУ подключать изменяемое сопротивление  $R_{э.вн.}$ , что обеспечивает расчетный ко-

эффицент усиления  $K$  схемы ОУ. На рис. 4.14,б, приведено схемотехническое решение для плавного изменения коэффициента усиления ОУ (DA1) в необходимом диапазоне, которое можно реализовать с применением, например, полевого транзистора VT1.

### 4.3. Электронные компоненты систем управления с оптической передачей информации

#### 4.3.2. Особенности расчета оптоэлектронных систем управления с применением операционных усилителей

В настоящее время разработано и находится в эксплуатации достаточное количество оптоэлектронных устройств, важнейшей компонентой которых является операционный усилитель (ОУ). ОУ обычно выполняют по схеме усилителя постоянного тока (с нулевыми значениями входного напряжения смещения нуля и выходного напряжения), характеризуемого большим коэффициентом усиления  $K_U$  ( $K_U=1\cdot 10^3-1\cdot 10^6$ ) при разомкнутой ОС, высоким входным и малым выходным сопротивлениями. Следует отметить, что характеристики ОУ определяются преимущественно параметрами цепи обратной связи (ОС). В практике проектирования и построения активных звеньев систем автоматического управления (САУ), как и в оптоэлектронике, в основном используется три вида включения ОУ: **инвертирующее, неинвертирующее и дифференциальное** [1,35,40]. Эквивалентная схема активного звена с **инвертирующим включением** ОУ представлена на рис. 4.15. Входной сигнал и сигнал обратной связи поступают на инвертирующий (-) вход операционного усилителя А.

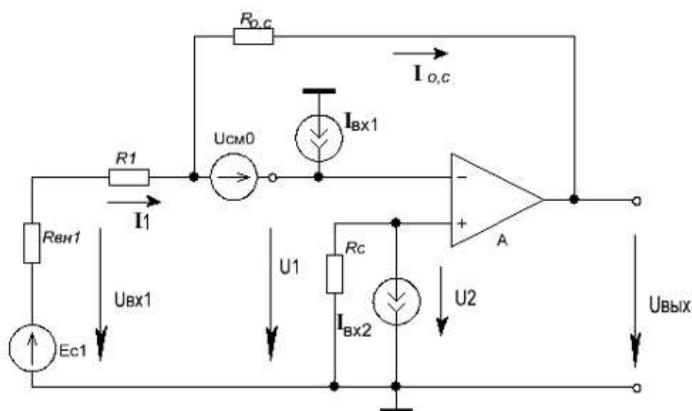


Рис. 4.15. Схема инвертирующего усилителя

Операционный усилитель (ОУ) охвачен параллельной отрицательной обратной связью по напряжению через резистор  $R_{o,c}$ . Тогда для «идеального» ОУ, когда  $k_y = \infty$ ,  $R_{ex,y} = \infty$ ,  $R_{вых,y} = 0$ , справедливы соотношения:

$$u_1 = -U_{вых} / k_y = 0, \quad u_2 = 0, \quad (4.22)$$

где  $u_1, u_2$  - напряжение соответственно на *инвертирующем* и *неинвертирующем* (+) входе усилителя;  $U_{вых}$  - напряжение на выходе звена.

Для рассматриваемой схемы можно записать:

$$I_1 = I_{o,c}, \quad U_{вых} = -U_{ex} \frac{R_{o,c}}{R_1}, \quad K_u = \frac{U_{вых}}{U_{ex}} = -\frac{R_{o,c}}{R_1}, \quad (4.23)$$

где  $U_{ex}$  - входное напряжение активного звена;  $K_u$  - фактический коэффициент усиления (передачи) инвертирующего ОУ, зависящий только от параметров внешних пассивных цепей. Полученное значение  $K_u$  «реального» ОУ согласно выражению (4.23) является приближенным и при необходимости уточняется по выражению [1, 35,37]:

$$K_U = -\frac{R_{O,C}}{R_1} \cdot \frac{1 - \frac{R_{ВЫХ,Y}(R_{ВХ,Y} + R_C)}{k_Y R_{O,C} R_{ВХ,Y}}}{1 + \frac{1}{k_Y} \left[ \frac{(R_{O,C} + R_{ВЫХ,Y})(R_{ВХ,Y} + R_C + R_1)}{R_{ВХ,Y} R_1} + 1 + \frac{R_C}{R_{ВХ,Y}} \right]}$$

, (4.24)

где значения параметров определяются по паспортным данным на ОУ.

Выражение (4.24) позволяет оценить степень влияния схемных параметров ОУ на значение его коэффициента передачи  $K_U$ . Для современных интегральных ОУ с  $k_Y > 2 \cdot 10^3$  погрешности в оценке

коэффициента  $K_U$  передачи звена, обусловленные отличием реальных параметров ОУ от идеальных, составляют доли процента, что позволяет (при расчете активных звеньев) успешно пользоваться выражением (4.23). Следует отметить, что входное сопротивление  $R_{exU}$  звена приближенно определяется внешним сопротивлением  $R_1$ , подключенным к инвертирующему входу ОУ, а выходное - не превышает значения выходного сопротивления ОУ, т.е:

$$R_{выхU} = R_{вых,y} (1 + R_{O,C} / R_1) / k_y < R_{вых,y}. \quad (4.25)$$

Приближенные соотношения для расчета  $K_U$ ,  $R_{exU}$  и  $R_{выхU}$  имеют место, когда:

$$k_y \gg 1, \quad R_{ex,y} \gg (R_{O,C}, R_1, R_C) \gg R_{вых,y}; \quad R_C = \frac{R_{O,C} \cdot R_1}{R_{O,C} + R_1}. \quad (4.26)$$

Эквивалентная схема звена с **неинвертирующим** включением ОУ представлена на рис. 4.16. В приведенной схеме ОУ «охвачен» сильной

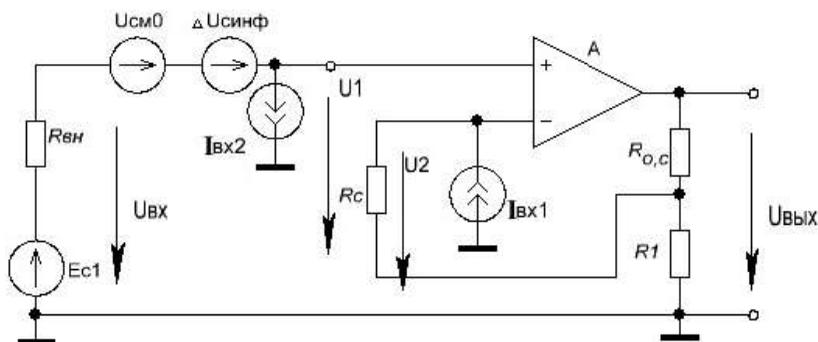


Рис. 4.16. Схема неинвертирующего усилителя

последовательной отрицательной обратной связью по напряжению, созданной резисторами  $R_1$ ,  $R_{oc}$ . Для «идеального» ОУ можно записать:

$$u_1 = u_2; u_1 = U_{ВВХ} \frac{R_1}{R_1 + R_{O,C}}; u_2 - u_1 = U_{ВВХ} / k_y = 0, \quad (4.27)$$

$$\text{откуда } K_U = 1 + R_{O,C} / R_1 \quad (4.28)$$

Для реального ОУ коэффициент передачи звена  $K_U$  в приведенной схеме определяется соотношением [1, 42]:

$$K_U = \frac{1 + \frac{R_{O,C}}{R_1} + \frac{R_{ввх,y}}{k_y R_{ex,y}}}{1 + \frac{1}{k_y} \left[ \frac{R_{O,C} + R_{ввх,y}}{R_{ex,y}} + \frac{(R_{ex,y} + R_{вн})(R_1 + R_{O,C} + R_{ввх,y})}{R_{ex,y} R_1} \right]}, \quad (4.29)$$

где  $R_{вн}$  - внутреннее сопротивление источника входного сигнала.

Погрешности определения коэффициентов передачи  $K_U$  звеньев с неинвертирующим включением ОУ, обусловленные отличием реальных параметров ОУ от идеальных, в большинстве случаев для оптоэлектронных устройств и регуляторов в САУ составляют, как и в схеме с инвертирующим включением звена, доли процен-

та. Поэтому в практических расчетах используют соотношение (4.28) вместо (4.29). Входное сопротивление схемы с неинвертирующим включением ОУ велико, и при условии:

$$R_{ex,y} \gg (R_{en}, R_1, R_{O,C}) \gg R_{вых,y}, \quad (4.30)$$

искомое значение  $R_{вхU}$  составит:

$$R_{вхU} \approx R_{ex,y} + k_y \frac{R_{ex,y}}{1 + R_{O,C} / R_1} \quad (4.31)$$

Таким образом, неинвертирующее включение ОУ позволяет выполнить активное звено в схеме с очень высоким входным сопротивлением, что целесообразно использовать для потенциальной развязки цепей и устранения их взаимного влияния. Возможные варианты **дифференциального** включения ОУ в схеме активного звена представлены на рис. 4.17. Упомянутая схема применяется для формирования напряжения  $U_{ВВХ}$ , представляющего собой линейную комбинацию двух (или более) напряжений, получаемых от разных источников, например, датчиков РТС [35]:

$$U_{ВВХ} = AU_{ВХ2} - BU_{ВХ1}, \quad (4.32)$$

где  $A, B$  – условно коэффициенты умножения напряжений соответственно по входу  $U_{ВХ2}$  и  $U_{ВХ1}$ . Для «идеального» ОУ справедливы соотношения:

$$\frac{U_{ВХ1} - u_1}{R_1} = \frac{u_1 - U_{ВВХ}}{R_{O,C}}; \quad u_2 = U_{ВХ2} R_3 / (R_2 + R_3); \quad u_2 - u_1 = 0, \quad (4.33)$$

где  $u_2$  и  $u_1$  – напряжения на инвертирующем и неинвертирующем входах усилителя. Из соотношений (4.33) можно определить  $U_{ВВХ}$ :

$$U_{ВВХ} = U_{ВХ2} \frac{R_3}{R_1} * \frac{R_1 + R_{O,C}}{R_2 + R_3} - U_{ВХ1} \frac{R_{O,C}}{R_1}. \quad (4.34)$$

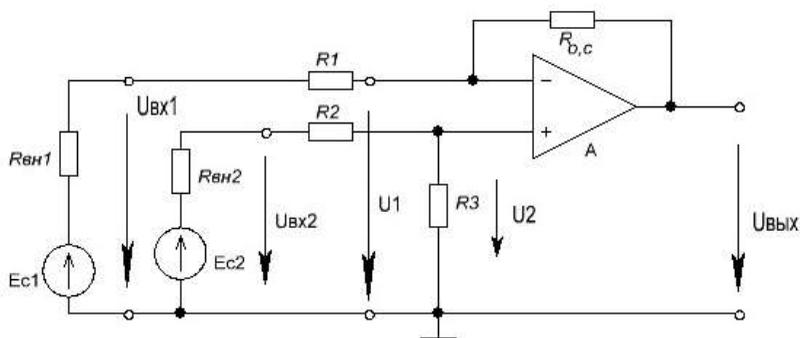


Рис. 4.17. Схема дифференциального включения ОУ

Если соотношение резисторов при  $U_{ВХ2}$  уравнения (4.34) обозначить коэффициентом  $A = \frac{R_3 * R_1 + R_{O,C}}{R_2 + R_3}$ , а при  $U_{ВХ1}$  пред-

ставить, как  $B = \frac{R_{O,C}}{R_1}$ , и принять  $R_1 = R_2 = R$ ,

$R_3 = R_{O,C} = NR$ , то уравнение (4.34) можно записать как:

$$U_{ВЫХ} = N(U_{ВХ2} - U_{ВХ1}) = \frac{R_{O,C}}{R_1} (U_{ВХ2} - U_{ВХ1}) = K_L (U_{ВХ2} - U_{ВХ1}) \quad (4.35)$$

Следовательно, дифференциальное включение ОУ позволяет усиливать разностное напряжение входных сигналов, что широко используется при проектировании оптоэлектронных СУ М и РТС и устройств автоматики.

### 4.3.3. Формирователи дискретных сигналов на операционных усилителях

Простейшим преобразователем сигналов постоянного тока в импульсный сигнал является компаратор [1,42,73]. Компаратор – устройство, предназначенное для сравнения двух аналоговых сигналов: входного  $U_{ВХ}$  и опорного  $U_{оп}$ , а результат сравнения представляется в виде одного из возможных двоичных уровней (1

или 0) выходного сигнала:

$$Y = \begin{cases} 1, & \text{если } U_{\text{вх}} \geq U_{\text{он}}; \\ 0, & \text{если } U_{\text{вх}} < U_{\text{он}}. \end{cases} \quad (4.36)$$

Компараторы применяются в СУ ТМ, промышленной автоматике при построении спусковых схем (триггеров, ждущих мульти-вibrаторов) или схем формирования прямоугольного сигнала из сигнала произвольной формы, в детекторах уровня (в том числе и нулевого); в генераторах сигналов треугольной или прямоугольной формы. Передаточная характеристика идеального компаратора, приведенная на рис. 4.17,а, соответствует состоянию ОУ в момент равенства сравниваемых напряжений, т.е. когда  $U_{\text{вх}} = U_{\text{он}}$ , и компаратором на выходе формируется единичный сигнал  $Y=1$ . В реальном компараторе сравнение происходит с ошибкой, обусловленной «неидеальностью» параметров схемы. Следует заметить, что конечное значение коэффициента усиления  $k_y$  приводит к тому, что статическая характеристика реального компаратора в области перехода ОУ из одного состояния в другое имеет конечную крутизну (рис. 4.17,б), определяемую углом  $\alpha$  согласно соотношению  $\alpha = \text{arctg } k_y$ . Наличие дрейфа нуля выходного напряжения ( $U_{\text{др}}$ ) приводит к смещению характеристики компаратора на величину  $\Delta U_{\text{др}}$ , а наличие напряжения ошибки  $U_{\text{ош}}$  шумов на входе – к неопределенности переключения ОУ в пределах зоны  $\Delta U_{\text{ош}}$  (рис. 4.17,а).

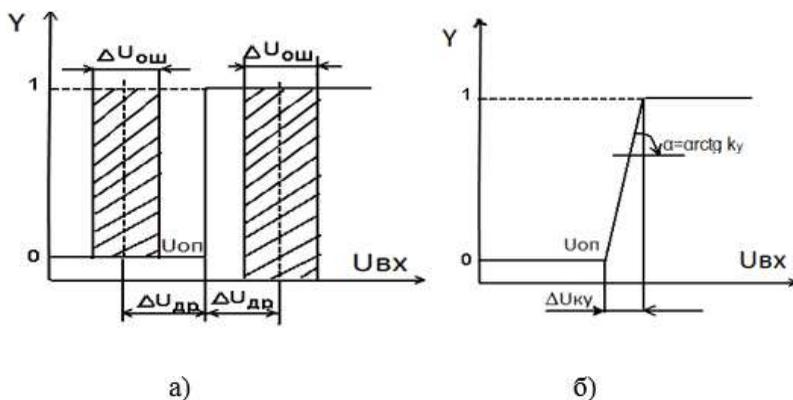


Рис. 4.17. Выходные характеристики компаратора

Компараторы, выполненные по схемам (рис.4.18), работают в нелинейных режимах и называются детекторами нулевого уровня, так как переход ОУ из одного состояния в другое, сопровождаемое скачкообразным изменением уровня выходного напряжения, осуществляется при смене знака входного напряжения. В схемах (рис. 4.18,а,в) ОУ включен без обратной связи, что обеспечивает уровень выходного напряжения равный напряжению питания, т.е.  $U_{вых} = \pm U_{нас}$  (рис. 4.18,б,г). Преобразование напряжения синусоидальной (или произвольной) формы на входе ОУ в прямоугольные импульсы (с ограниченным значением амплитуды выходного напряжения до напряжения стабилизации стабилитрона  $U_{ст}$ ) обеспечивается при встречном включении стабилитронов VD1, VD2 в цепи ОС ОУ (рис.4.18,д). Такая схема включения ОУ позволяет выполнить согласование напряжения на выходе с допустимыми уровнями сигналов на входе логических интегральных микросхем и других электронных узлов СУ РТК, РТС (рис. 4.18,е).

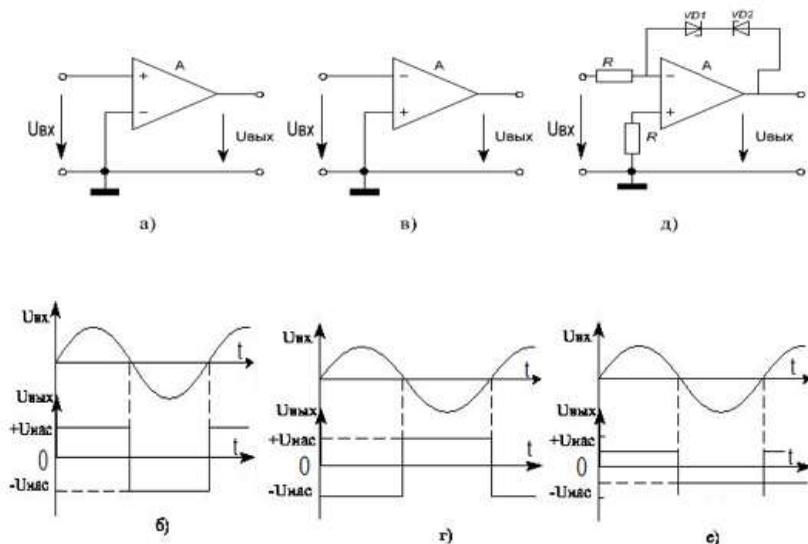


Рис.4.18. Детекторы нулевого уровня с ограничением выходного напряжения

Детектор «ненулевого» уровня можно собрать по схеме (рис. 4.19,а), когда переключение компаратора происходит при соотношениях компонентов:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{он}} \frac{R_1}{R_2}. \quad (4.37)$$

В приведенной схеме выходное напряжение ограничено уровнями:

$$U_{\text{вых1}} = U_{\text{ст}}, U_{\text{вых2}} = -U_{\text{VD2}}, \quad (4.38)$$

где  $U_{\text{ст}}$  – напряжение стабилизации стабилитрона,  $U_{\text{VD2}}$  – уровень напряжения на открытом диоде.

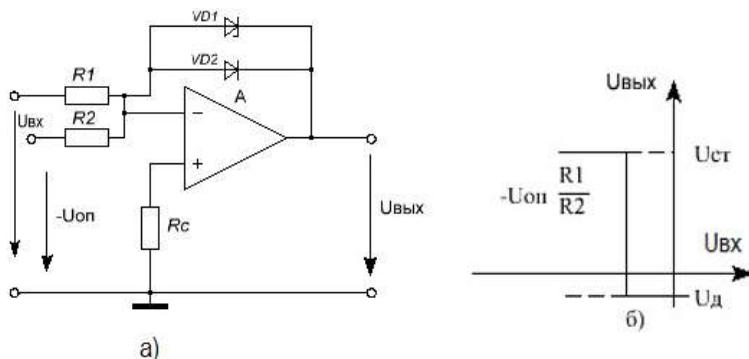


Рис. 4.19. Схема детектора ненулевого уровня

При проектировании детекторов специального назначения в схему вводят положительные ОС, что позволяет получить компараторы с релейной характеристикой (с «гистерезисными» свойствами). Такие изменения в схеме (рис.4.20) расширяют возможности применения ОУ и повышают устойчивость работы компаратора. При этом напряжение ОС, поступающее с выхода на «неинвертирующий» вход ОУ, составит:

$$U_{\text{о.с}} = \pm U_{\text{нас}} \frac{R_3}{R_2 + R_3}. \quad (4.39)$$

При отрицательном и близком к нулю входном напряжении, когда  $U_{\text{вх}} < (-U_{\text{ос}})$ , напряжение на выходе ОУ составит

$U_{\text{вых}} = +U_{\text{нас}}$  (характеристика на рис. 4.21,а), а при  $U_{\text{вх}} \geq U_{\text{о.с}}$ , напряжение на выходе будет отрицательное, т.е.  $U_{\text{вых}} = -U_{\text{нас}}$ .

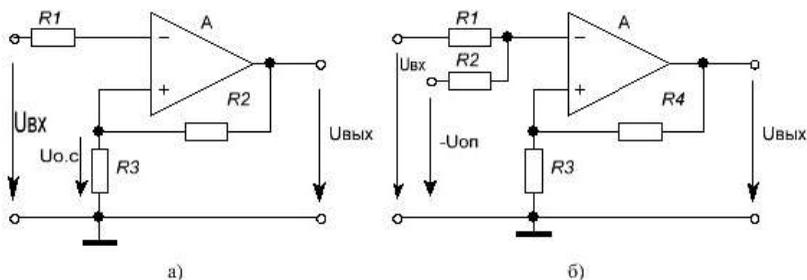


Рис. 4.20. Схемы компараторов с положительной обратной связью

Тогда разность напряжений на приведенной характеристике определяет ширину петли гистерезиса, значение которой составит:

$$2U_{o,c} = U_r = 2U_{нас} \frac{R_3}{R_2 + R_3}. \quad (4.40)$$

«Релейность» проходной характеристики компаратора позволяет исключить влияние шумов входного сигнала и нестабильности напряжения источника питания на его работу. Схема компаратора на основе ОУ с положительной обратной связью приведена на рис. 4.20,б, проходная характеристика которого смещена относительно нуля входного напряжения и показана рис. 4.21,б.

Напряжение действия компаратора  $U_{вх,д}$ , соответствующее изменению напряжения на его выходе от  $(+U_{нас})$  до  $(-U_{нас})$ , определяется выражением:

$$U_{вх,д} = U_{оп} \frac{R_1}{R_2} + U_{нас} \frac{R_1 + R_2}{R_2} \frac{R_3}{R_3 + R_4}, \quad (4.41)$$

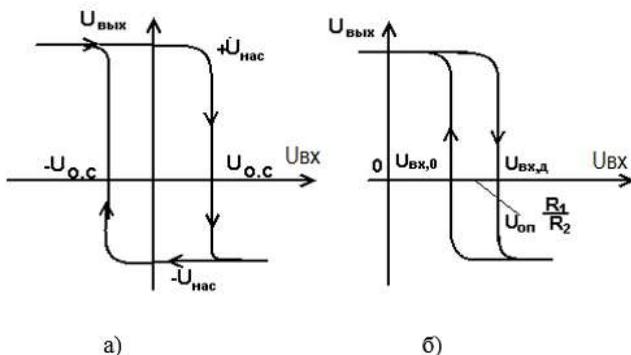


Рис. 4.21. Проходные характеристики компараторов с положительной ОС  
а напряжение петли «гистерезиса» составит:

$$U_{\Gamma} = U_{\text{вх,д}} - U_{\text{вх,о}} = 2U_{\text{нас}} \frac{R_1 + R_2}{R_2} \frac{R_3}{R_3 + R_4}, \quad (4.42)$$

где  $U_{\text{вх,о}}$  - напряжение «отпускания», при котором компаратор переключается в исходное состояние.

Таким образом, рассмотренные схемы компараторов осуществляют сравнение входного напряжения с нулем или «разнополярных» входных напряжений, что часто используется при построении промышленных СУ и станочной автоматики. При выполнении компараторов однополярных сигналов сравниваемые напряжения подводятся к разным входам ОУ. Для исключения режима повышенного напряжения по входу ОУ и защиты ОУ от «превышения» допустимого уровня «дифференциального» напряжения, а также при работе компаратора с разомкнутой цепью ОС на входе ОУ устанавливают защитные диоды (стабилитроны).

#### 4.3.4. Приборы функциональной микроэлектроники в устройствах управления

Оптроны являются приборами нового поколения, сочетающие в себе функции, как генерации, так и регистрации излучения. Сочетая в себе два основных элемента оптоэлектроники - излучатель и фотоприемник, разделенные прозрачной диэлектрической средой, оптроны открывают очень широкие возможности для схемного проектирования, недостижимые с использованием обычных микроэлектронных средств. В настоящее время широко

применяются оптроны с использованием светоизлучающих кристаллов и различных типов фотоприемников [32, 33]. Диодные и транзисторные оптроны, использующие в качестве фотоприемников соответственно ФД и фототранзисторы (ФТ), нашли свое применение в цифровых схемах передачи информации. В системах бесконтактного управления целесообразно использовать транзисторные оптроны, а при оптической коммутации высоковольтных и силовых цепей - тиристорные оптроны. В качестве фотоприемников в резисторных оптронах используются фоторезисторы, которые в отличие от других фотоприемников характеризуются высокой линейностью и симметрией ВАХ [35,46]. Из недостатков резисторных оптронов следует отметить их невысокое быстродействие. Быстродействующий дифференциальный оптрон обычно выполняется по трехэлементной схеме и содержит один излучатель и два фотоприемника, что обеспечивает двухканальную оптическую связь. В приборе используется подобие выходных характеристик обоих каналов, при этом один канал (информационный) используется непосредственно для неискаженной передачи аналоговых сигналов, в то время как другой (опорный) необходим для реализации цепи отрицательной ОС, осуществляющей коррекцию температурных, «деградационных» изменений мощности излучателя» [35]. Особенности конструкции оптронов во многом определяют их функциональность (рис. 4.22), систему характерных параметров, включая: развязку (способность подавлять паразитный сигнал), изоляцию (напряжение пробоя), быстродействие (частотный диапазон, задержку распространения сигнала), обратную связь (помеха по цепи заземления) и прямую связь (коэффициент передачи по току, нагрузочную способность) [1, 35].

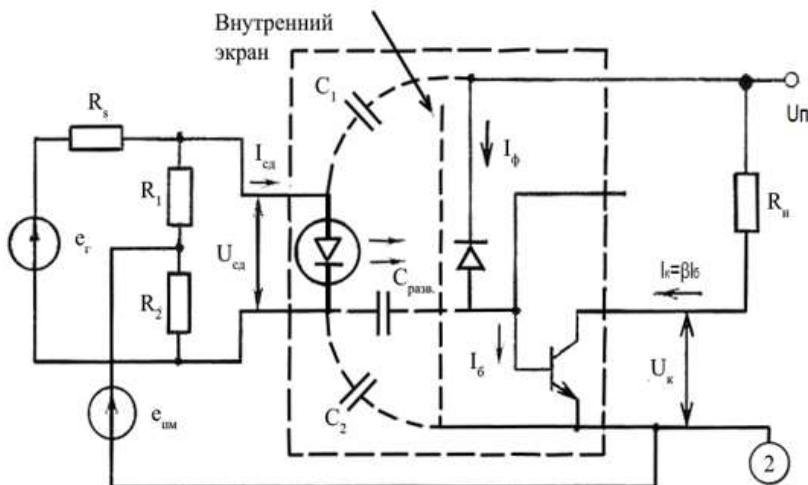


Рис. 4.22. Схема внутренних параметров оптронов

Для аналоговых «сигналов коэффициент развязки ( $K_{\text{разв.}}$ ) в схеме оценивается по относительному воздействию на выходной ток коллектора ( $I_k$ ) полезного сигнала  $e_r$ , помехи  $e_{\text{шм}}$  в соответствии с выражением:

$$K_{\text{разв.}} = (\partial I_k / \partial e_r) / (\partial I_k / \partial e_{\text{шм}}). \quad (4.43)$$

Отношение фототока ( $I_{\text{ф}}$ ) к току СИД ( $I_{\text{сд}}$ ) и емкость развязки  $C_{\text{разв.}}$  являются внутренними свойствами (параметрами) оптрона, а коэффициент развязки, например, можно повышать, уменьшая  $R_s$  и  $dU_{\text{сд}}/dI_{\text{сд}}$ , и уменьшать с увеличением частоты ( $f_{\text{разв.}}$ ) синусоидального сигнала в цепи развязки.

При оценке характеристик электрической изоляции оптрона следует учитывать:

- коронный разряд, характеризуемый таким параметром, как напряжение коронного разряда  $U_{\text{кор}}$ , превышение которого в процессе эксплуатации приводит к увеличению скорости деградации изоляции;
- фактор гальванической развязки, определяемый сопротивлением утечки, значение которого для многих оптронов должно быть не менее  $10^{12}$  Ом при испытании высоким напряжением порядка 3000 В.

Применение оптронов в аналоговом и цифровом режимах характеризуется быстродействием, существенно зависящим от схемы включения, типа примененных ОС и возможности форсирова-

ния переходных процессов. Выходной транзистор оптрона при этом функционирует в активной области, не попадая в области насыщения и отсечки. Оптоны практически исключают связь контуров заземления по постоянному току, так как обладают сопротивлением гальванической развязки на уровне  $10^{12}$  Ом [1,13,22]. Однако при напряжении 220 В промышленной частоты в цепи заземления по контуру внутренней емкости (порядка 1 пФ), что значительно больше  $C_{разв.} \approx 0,07$  пФ между входной и выходной цепями оптрона, может протекать ток порядка 120 нА [35,43]. Важным параметром оптрона является коэффициент передачи тока  $K_I$ . В аналоговых применениях этот параметр определяется как соотношение выходного и входного токов, выражаемое в процентах. Если аналоговый оптрон применяется в цифровой схеме, то коэффициент передачи тока  $K_I$  указывается для минимального коллекторного напряжения. Следует отметить, что коэффициент передачи тока оптоприбора частично зависит от нелинейности ВАХ СИД и степени деградации полупроводниковой структуры [50], что необходимо учитывать при проектировании ЭУ МС.

#### 4.3.5. Применение оптронов в аналоговых схемах управления

Существует несколько способов передачи аналоговых сигналов с использованием оптронов. Для улучшения температурной стабильности и линейности передаточной характеристики (ПХ) в серво- и дифференциальных усилителях постоянного тока обычно включают два оптрона. При этом связь между выходным током диодного или транзисторного оптрона в достаточно широком диапазоне токов может быть выражена зависимостью вида:

$$I_{\text{вых}} = K \cdot I_{\text{СИД}}^n, \quad (4.44)$$

где  $K$  – коэффициент усиления оптрона,  $I_{\text{СИД}}$  – ток светодиода;  $n$  – степень линейности ПХ. Существуют оптроны с характеристиками, когда  $n=1$ , и передаточная характеристика оптрона линейна, однако в большинстве случаев  $n \neq 1$  и варьируется в диапазоне от 1 до 2. В практике проектирования СУ сегодня широко используются схемы сервоусилителей [1,35,44], в которых входной ток одного оптрона отслеживает входной ток другого оптрона по принципу серводействия. Если показатели степени ПХ таких оптронов близки в широком диапазоне токов, то возможна компенсация нелинейных факторов, улучшающих характеристику линейности в передаче аналоговых сигналов в СУ. Более совершенной является схема дифференци-

тока с оптической развязкой (рис.4.23). При воздействии входного «сигнала в линейном дифференциальном усилителе входной ток одного оптрона увеличивается, а входной ток другого оптрона уменьшается соответственно во всем диапазоне токов. Если степенные показатели ПХ обоих оптронов близки, то повышение коэффициента передачи тока первого оптрона будет компенсировать снижение коэффициента передачи тока второго оптрона, что сохранит желаемую линейаризацию интегральной характеристики усилителя» [35].

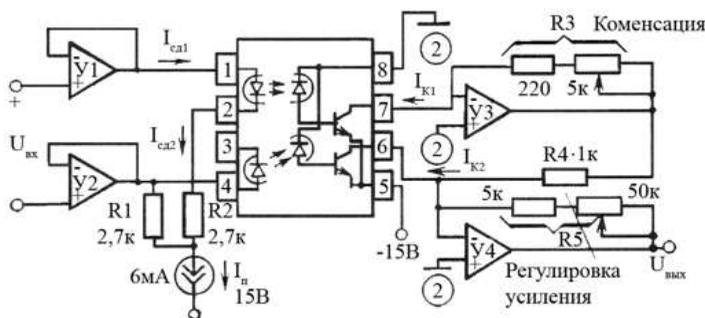


Рис. 4.23. Схема дифференциального усилителя с оптической развязкой

Достаточная степень линейности может быть получена с использованием одного оптрона, например, в схеме развязывающего усилителя переменного тока (рис. 4.24) [35].

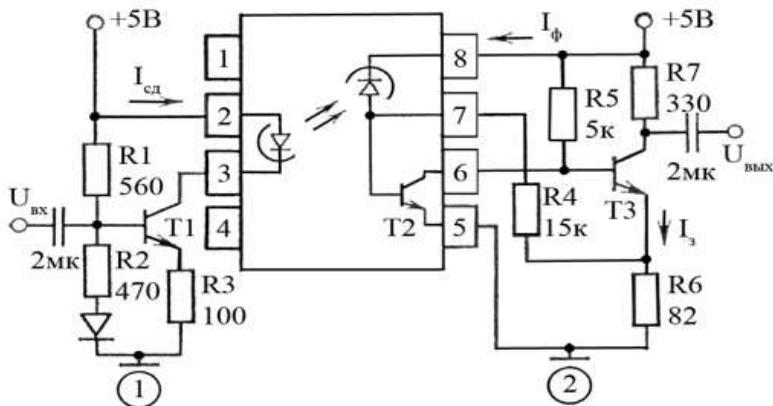


Рис. 4.24. Схема развязывающего усилителя переменного тока

В схеме используется режим высокого уровня входного тока СИД, при котором отношение изменений токов ФД и СИД постоянно поддерживается. Входной ток оптрона модулируется входным сигналом, а переменная составляющая фототока детектируется и усиливается. В таблице 4.3 приведены сравнительные характеристики различных аналоговых схем с использованием оптронов [35].

Таблица 4.3.

Параметр	Сервоусилитель	Дифференциальный усилитель	Усилитель со связью по переменному току
Линейность, %	0,5	1	1
Диапазон токов, мА	2-4	2-4	15-25
Широкополосность, МГц	0,1	1	10
Температурный коэффициент, % °C <sup>-1</sup>	0,01	0,04	-
Температурный дрейф усиления, % °C <sup>-1</sup>	-0,03	-0,4	-0,5
Подавление синфазного сигнала, дБ	>46 (f=1кГц)	>70 (f=1кГц)	>22 (f=1МГц)

Повышение быстродействия оптронов остается одной из важнейших задач оптронной техники, зависящей от успешности в разработках излучателей и фотоприемников. Хорошие результаты получены при создании быстродействующих оптронов на основе GaAsP, а также аналоговых оптронов на базе дифференциальных оптронов, например, приборы типа HCNR 200/201 фирмы *Hewlett Packard*. В настоящее время большие успехи наблюдаются при создании (той же фирмой) оптически изолированных усилителей, применяемых для управления электродвигателями, в системах управления источниками питания и т.д. Структура прибора включает АЦП, оптически связанный с ЦАП, обеспечивает усиление тока и напряжения и характеризуется повышенной надежностью при эксплуатации в схемах с повышенным напряжением.

#### 4.3.6. Оптроны в цифровых схемах передачи информации

При проектировании цифровых устройств систем автоматики с использованием оптронов необходимо учитывать ряд особенностей схемотехнических решений, обеспечивающих необходимое подавление помех широкого спектра в линиях связи. Известно, что при передаче цифровой информации на значительное расстояние [37,38,43,44] возможно возникновение «паразитных» электрических сигналов по цепям заземления, которые могут быть уменьшены за счет использования оптронов. Для этого используют различные варианты схем, включая цепи с резистивными и активными оконечными нагрузками. Активные оконечные нагрузки способны выполнять функцию регуляторов тока и делятся на два класса: - регуляторы с фиксированным током, допускающие повышение выходного напряжения; - регуляторы с фиксированным напряжением, допускающие повышение выходного тока [35]. Так в схеме (рис.4.25) при передаче информации по линии связи от генератора с выходным напряжением  $e_g$  в цепях развязки могут появиться паразитные сигналы, включая синфазные паразитные воздействия (помехи), в частности, напряжение помехи  $e_{nm}$  проявляется в виде реактивной  $e_1$  и активной  $e_2$  составляющих. При этом напряжение  $e_1$  может индуцироваться магнитным потоком, пронизывающим контур между линией связи и заземлением. Если наведенное напряжение  $e_1$  значительно выше на одной стороне линии (скрутки), чем на параллельной другой, то это может привести к росту реактивных помех между двумя линиями, которые можно значительно уменьшить за счет экранирования «скрученной пары» линии связи. Внутренние паразитные сигналы, проникающие «через межвитковую область силового трансформатора» определяют напряжение  $e_2$ . При рассмотрении работы схемы можно предположить, что напряжение  $e_1$  в схеме сбалансировано, но присутствует на обоих зажимах приемника (оконечная нагрузка). В этом случае напряжение  $e_1$  в сочетании с напряжением  $e_2$  может создавать напряжение помехи, воздействующее по емкостному каналу на выходной усилитель оптрона. Существует ряд методов

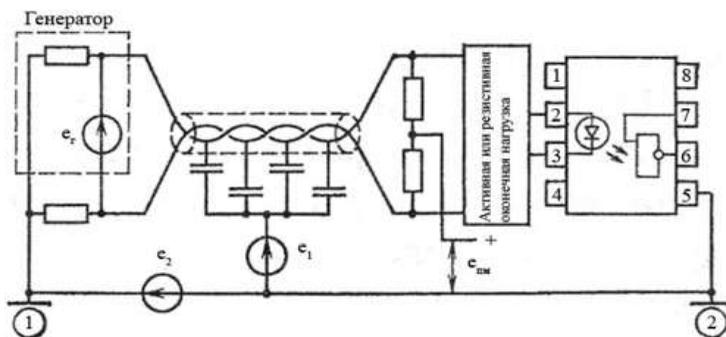


Рис. 4.25. Схема воздействия паразитных сигналов в цепях развязки компенсации помехи  $\epsilon_{лм}$ : «нейтрализация, сбалансированное дифференциальное усиление, уменьшение чувствительности усилителя, использование триггера с селективным входом, применение приборов с высокими показателями гальванической развязки» [37,43,44]. Базовые и модифицированные схемы, теоретические обоснования возможности нейтрализации паразитных сигналов, ведущих к аномальным режимам передачи информации, хорошо описаны в [35,50]. Кроме функции гальванической развязки и подавления помех в системах связи использование оптронов позволяет обеспечить также систематическую регенерацию сигналов, построить оптоэлектронные устройства (оптоэлектронные триггеры и генераторы) целевого назначения с приемлемыми техническими характеристиками. Необходимо отметить, что сравнительно несложные решения с использованием оптронов могут быть применены для реализации основных логических функций цифровой техники (*двух независимых переменных*): И, ИЛИ, И-НЕ и др. Значительным подклассом цифровых устройств с использованием оптронов являются оптоэлектронные переключатели, широко используемые, например, в управляемых источниках питания переменного тока [20].

Таким образом, оптроны сегодня представляют наибольший интерес для разработчиков систем передачи информации, поскольку позволяют:

- осуществлять гальванические развязки электрических цепей, повышать «помехозащищенность» каналов усиления и передачи сигналов к периферийным устройствам цифровой аппаратуры;
- повышать эффективность применения СУ и устройств за счет быстродействия излучателя и фотоприемника, взаимного оптического согласования их характеристик, а также электриче-

ского согласования оптрона с элементами усиления сигнала, генерируемого оптроном.

Кроме повышения быстродействия работы оптронов сегодня решаются задачи по расширению круга коммуникационных возможностей элементов «оптоэлектроники». Здесь важной оценкой является сопротивление изоляции ( $R_{из}$ ) оптронов и цепей связи при постоянных и медленно меняющихся потенциалах. При быстрых изменениях напряжения изоляции  $U_{из}$  существенное влияние оказывает значение емкости ( $C_{из}$ ). Влияние указанных параметров на работу оптрона обычно определяется коэффициентами передачи диодного оптрона и усилителя фототока. Современный уровень технологии изготовления указанных оптоприборов обеспечивает возможность их использования в системах управления М и РТС и передачи информации (данных) со скоростью до 1 Мбод [44,49,73,74].

#### 4.4. Аналого-цифровые и цифроаналоговые преобразователи систем управления

В современных системах управления мехатронными модулями применяются различные, в том числе, непрерывные физические параметры, представленные, например, значениями электрических величин, формируемых специальными датчиками. При создании информационной связи между электронными узлами, аппаратами, модулями (объектами), использующих информацию в дискретной и непрерывной формах, применяют преобразователи: аналоговых сигналов в цифровые (АЦП), цифровых сигналов в аналоговые (ЦАП), а также частотно-цифровые преобразователи (ЧЦП). При аналого-цифровом преобразовании осуществляется преобразование аналоговой величины, например, напряжения постоянного тока, в ее цифровой эквивалент- код. Указанные устройства микроэлектроники являются неотъемлемой частью автоматических систем контроля и управления, измерительных приборов, программируемых источников питания и т.д. Преобразование аналоговых сигналов («постоянный ток - код») посредством АЦП необходимо для ввода данных в микроЭВМ, а ЦАП преобразуют сигналы «код - постоянный ток», например, с выхода микроЭВМ в непрерывные во времени сигналы, необходимые для работы с аналоговыми устройствами СУ. Построение ЦАП базируется на генерации в соответствующих цепях конкретной схемы напряжений или токов, пропорциональных весам разрядов

передаваемого сигнала. Причем алгоритмы работы АЦП и ЦАП представляют собой такое преобразование, посредством которого устанавливается соответствие между аналоговой величиной, поданной на вход АЦП или получающейся на выходе ЦАП, и цифровым кодом, формирующимся на выходе АЦП или поданным на вход ЦАП.

Цифро-аналоговый преобразователь, допускающий подачу на аналоговый вход только фиксированного значения опорного напряжения, которое может формироваться как внутри корпуса ЦАП, так и вне его, называют *линейным*.

Выходной величиной ЦАП может быть либо напряжение постоянного тока (при наличии встроенного в ЦАП усилителя – преобразователя тока в напряжение), либо постоянный ток. К ЦАП с токовым выходом следует подключать низкоомную нагрузку, падение напряжения на которой должно быть мало для сохранения гарантированной точности ЦАП.

#### 4.4.1. Цифро-аналоговые преобразователи с резистивными матрицами

В зависимости от структуры используемых резистивных цепочек ЦАП можно подразделить на преобразователи с двоично-взвешенной резистивной матрицей и с резистивной матрицей типа R-2R. При этом данные структуры ЦАП подразделяют на преобразователи с коммутацией напряжений или токов (ЦАП с токовыми ключами). ЦАП с двоично-взвешенной резистивной матрицей состоит из параллельно соединенных через разрядные ключи двоично-взвешенных резисторов, номиналы которых меняются по закону  $2^i$ , источника опорного напряжения (ИОН)  $U_{оп}$  и нагрузки  $R_n$  (рис. 4.xx.16). Цифровой сигнал, управляющий разрядными ключами n-разрядного ЦАП, можно описать соотношением:

$$N_{ex} = a_1 2^1 + a_2 2^2 + \dots + a_i 2^i + \dots + a_n 2^n \quad (4.45)$$

Каждый i-й разряд входного цифрового сигнала управляет ключом  $K_{ли}$ , который подключает соответствующий резистор с номиналом  $R_i = R \cdot 2^i$  либо к источнику опорного напряжения (ИОН), когда  $a_i = 1$ , либо к земляной шине, когда  $a_i = 0$ . При этом ИОН должен иметь внутреннее сопротивление  $R_{вн}$  значительно меньше, чем минимальное сопротивление R цепочки резисторов, т.е. в идеальном случае  $R_{вн} \rightarrow 0$ . Номиналы разрядных резисторов в схеме ЦАП возрастают от старшего разряда (СР) к младшему (МР) по двоичному закону (т. е. если сопротивление резистора СР

равно  $R$ , то его значение в МР равно  $2n-1 \cdot R$ ). При этом выходное напряжение  $n$ -разрядного ЦАП с суммированием токов на нагрузке  $R_H$  составит [73]:

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ОП}} (N_{\text{ВХ}}/R)/(1/R_H + N_{\text{ВХ}}/R), \quad (4.46)$$

а значения выходного и входного сопротивлений ЦАП определяют из соотношений:

$$R_{\text{ВЫХ}} \approx R_H, \quad R_{\text{ВХ}} = 1/[(1/R)\sum_{i=1}^n a \cdot 2^{i-1}] + R_H, \quad (4.47)$$

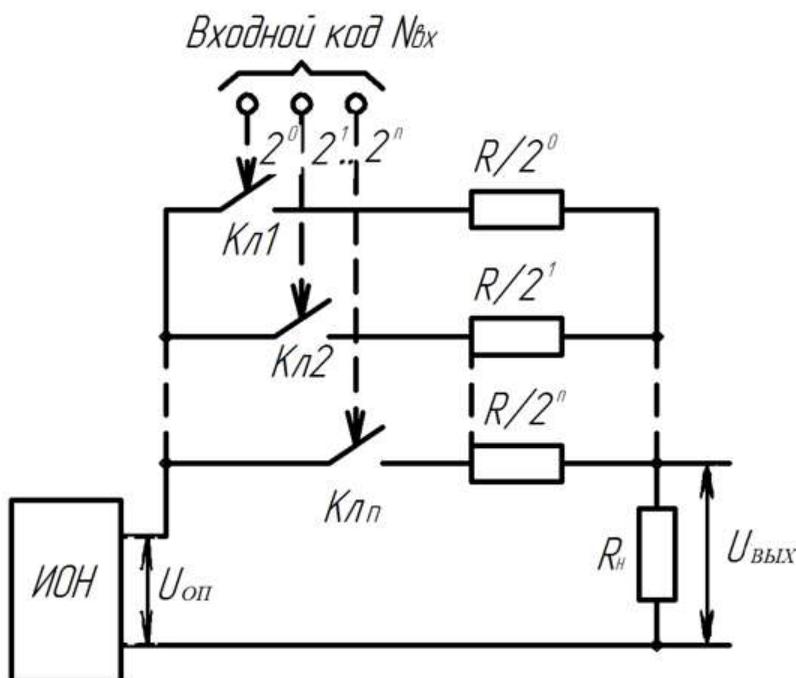


Рис. 4.26. ЦАП с двоячно-взвешенной резистивной матрицей

где  $R_{\text{ВХ}}$  может принимать значения от  $\infty$  до  $R/N_{\text{ВХ}0} + R_H$ , где  $N_{\text{ВХ}0}$  - входной цифровой сигнал, соответствующий случаю включения всех разрядов.

Анализ выражения (4.46) показывает, что в ЦАП с суммированием токов  $U_{\text{ВЫХ}}$  зависит от  $N_{\text{ВХ}}$  нелинейно из-за составляющей  $N_{\text{ВХ}}/R$  в знаменателе. Причем, нелинейность будет тем меньше, чем меньше отношение  $N_{\text{ВХ}} \cdot R_H / R$ . Подробный анализ работы такого ЦАП в процессе выполняемых преобразований [73] показывает на появление значительной методической погрешности  $\delta_m$ , которую можно значительно уменьшить, если выполнить условие в подборе элементов схемы в соотношении:

$$\frac{N_{\text{вх.о}} R_H}{\left[2(R + R_H + N_{\text{вх.о}})\right]} \ll 1, \quad (4.48)$$

но при этом снижается коэффициент использования опорного напряжения  $\mu \ll 1$  и  $U_{\text{вых. макс}} \ll U_{\text{оп}}$ .

Для приведения рассмотренной погрешности  $\delta_m$  к пренебрежимо малому значению и повышения коэффициента  $\mu$  до требуемого значения в качестве сопротивления нагрузки  $R_H$  используется операционный усилитель – преобразователь тока в напряжение (рис. 4.27), у которого  $R_{\text{вх}} = R_H \rightarrow 0$ , а методическая погрешность  $\delta_m$  также составит  $\delta_m = 0$ .

Поскольку значение выходного напряжения ЦАП в этом случае определяется коэффициентом преобразования преобразователя ток-напряжение, выбором соответствующего номинала резистора  $R_{\text{о.с}}$  в цепи обратной связи ОУ, то возможно приемлемое обеспечение требуемого значения коэффициента  $\mu$ . Так, если в схеме

ЦАП выполнено соотношение  $R_{\text{о.с}} = \frac{R}{2^n}$ , то ожидаемое значение коэффициента использования опорного напряжения составит:  $\mu = 1$ . Кроме  $\delta_m$  в ЦАП (с суммированием токов) могут возникать и погрешности от влияния переходных сопротивлений контактов  $r_k$  коммутирующих ключей, нестабильности значений разрядных сопротивлений, контактных ЭДС ключей, нестабильности опорного напряжения и др.[42,50].

При анализе работы рассматриваемого ЦАП следует учитывать, что для каждого  $i$ -го разряда вклад в результирующий выходной сигнал в 2 раза больше вклада ( $i-1$ )-го разряда и соответственно требования к точности и стабильности резистора  $R_i$  вдвое более жесткие, чем к резистору  $R_{i-1}$ . При этом следует иметь ввиду, что с повышением разрядности значительно возрастает разница в номиналах резисторов СР и МР. Например, если в СР 12-разрядного ЦАП номинал резистора равен 10 кОм, то в МР он равен 40 Мом. Обеспечить изготовление прецизионных и стабильных резисторов в таком диапазоне номиналов – задача достаточно трудная. При таких номиналах резисторов на точность преобразования ЦАП начинают существенно влиять параметры ключей, поскольку их сопротивления ( $R_{\text{жк}}$ ) в замкнутом и разомкнутом состояниях становятся соизмеримыми с номиналами разрядных резисторов, что является некоторым ограничением в по-

вышении разрядности (не более 8) подобных ЦАП.

**В ЦАП с резистивной матрицей типа R-2R** в качестве формирователей разрядных токов используют многозвенную цепочку резисторов (рис.4.28) только двух номиналов. Причем уменьшение формируемых значений разрядных токов (также по двоичному закону) обеспечивается включением резисторов таким образом, что «резисторы более старшего разряда участвуют в формировании (уменьшении) разрядных токов более младших разрядов».

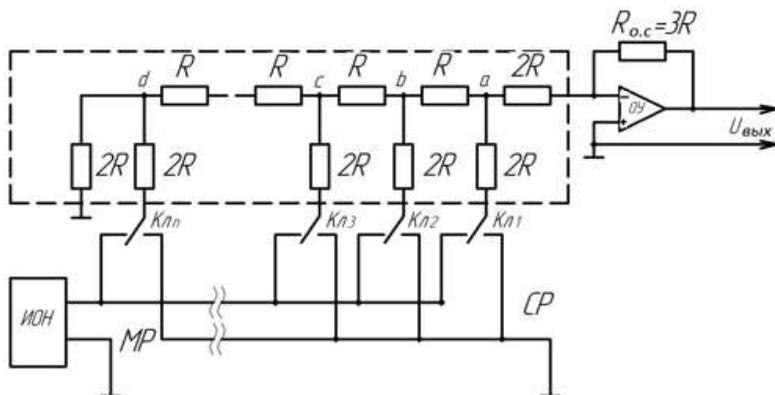


Рис. 4.28. Схема ЦАП с резистивной матрицей типа R-2R

Например, передается по линии связи сигнал в виде 8-разрядного двоичного кода при весе старшего разряда -1, а веса остальных разрядов составляют соответственно  $1/2$ ,  $1/4$ , ...,  $1/128$ . На выходе ЦАП сигнал будет квантован по уровню с шагом квантования  $1/255$  от шкалы, а общее число его выходных уровней составит -  $2^8 = 256$  (с учетом нулевого уровня). Известно, максимальный двоичный 8-разрядный код 11111111 в 256 раз больше минимального отличного от нуля кода 00000001. Если предположить, что весовой ток старшего разряда составляет  $1\text{mA} \cdot 2^{-N} = (1\text{mA}/2^N)$ , где N - число разрядов кода, то при построении ЦАП (по методу суммирования весовых токов) посредством ОУ можно определить параметры его цепи отрицательной ОС (ООС). При шкале выхода ОУ, например, 0-10 В, сопротивление в цепи ООС можно определить как:  $(10\text{ В}) \cdot 2^N / 1\text{mA} \cdot (2^{N+1} - 1) \approx 5\text{ кОм}$  (с погрешностью в пределах единицы младшего разряда). Здесь точность формирования весовых токов зависит от принятой схемы: с параллельными цепями образования суммируемых токов, пропорциональных весо-

вым соотношениям между разрядами; с преобразователями, построенными на комбинированных генераторах с транзисторной цепью задания весовых токов.

В схеме И - входа ОУ (рис.4.28) включена линейная резистивная цепочка, а в цепи ОС включено сопротивление  $R_{ос} = 3R$ . Чтобы обеспечить равенство напряжения полной шкалы ЦАП и опорного напряжения (т.е.  $\mu=1$ ), окончательный результат преобразования следует рассматривать в виде напряжения на выходе ОУ с

учетом его коэффициента преобразования  $k = -\frac{3}{2}$ . С помощью ключа *Кл1* (все остальные ключи замкнуты на землю) можно формировать значение разрядного тока (тока СР), подключающего резистор  $2R$  разрядной цепочки к источнику (ИОН). При этом эквивалентное сопротивление цепи слева от узла *a* равно  $2R$ . Если рассматривать каждый узел этой цепи (узлы *b, c* и т.д.), то можно убедиться, что эквивалентное сопротивление с любой стороны от этого узла равно  $2R$  при условии, что в конце цепочки резисторов нагружена на резистор  $2R$ , а потенциал инвертирующего входа ОУ равен нулю. Эквивалентная схема переходного состояния работы ЦАП для рассматриваемого случая приведена на рис. 4.29,а. Следовательно, если к  $U_{оп}$  подключен только резистор  $2R$  старшего разряда, а резисторы всех остальных разрядов подключены на землю, то ток  $I_1$  от ИОН через резистор  $2R$  СР при включенном *Кл1* делится пополам, обеспечивая на узле *a* напряжение:

$$U_a = U_{оп} \cdot R / 3R = U_{оп} / 3. \quad (4.49)$$

Поскольку коэффициент передачи ОУ относительно узла *a* равен  $k = 3/2$  ( $R_{ос} = 3R$ ), то выходное напряжение ОУ, обусловленное током СР, составит:

$$U_{вых1} = (U_{оп} / 3) (-3/2) = -U_{оп} / 2 \quad (4.50)$$

Если к ИОН подключен только 2-й разряд, а старший и все остальные подключены на землю (рис. 4.29,б), то токи, вытекающие из узла *b*, одинаковы и, следовательно, в узле *b* формируется напряжение:

$$U_b = \frac{U_{оп}}{3}. \quad (4.51)$$

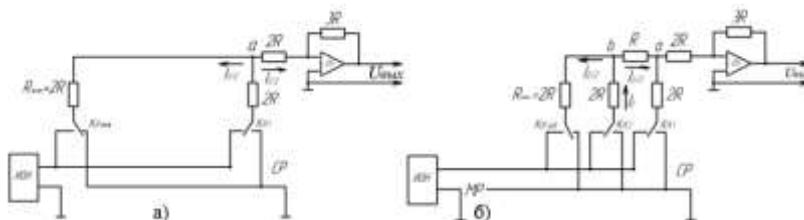


Рис. 4.29. Эквивалентная схема ЦАП с резистивной матрицей R-2R при включении 1-го (CP, а) и 2-го (MP) разряда (б)

Согласно схеме на рис. 2.29,б это напряжение относительно узла  $a$  делится пополам, и, следовательно, напряжение на выходе ОУ от тока  $I_2$  второго по старшинству разряда определится соотношением:

$$U_{\text{вых}2} = (U_{\text{оп}} / 3) \cdot (1/2) \cdot (-3/2) = -U_{\text{оп}} / 4. \quad (4.52)$$

Таким образом, значение выходного напряжения при последовательном включении каждого разряда изменяется в зависимости от тока этого разряда по двоичному закону. Следовательно, при таком схемотехническом решении выходное напряжение ЦАП пропорционально сумме напряжений, обусловленных лишь теми ключами, которые подключены к источнику  $U_{\text{оп}}$ . При этом доля

CP составляет  $\frac{U_{\text{ОП}}}{2}$ , второго по старшинству разряда -  $\frac{U_{\text{ОП}}}{4}$

и т.д.; а значение MP составит  $\Delta = U_{\text{оп}} \cdot 2^{-n}$ , где  $n$  – число разрядов ЦАП. Достоинством рассмотренной схемы ЦАП является то, что резистивная матрица состоит только из двух номиналов (без необходимости высокой точности их абсолютных значений), что повышает технологичность данной схемы в интегральном исполнении.

В общем случае основной характеристикой ЦАП является разрешающая способность, определяемая числом разрядов  $n$ , т.е. ЦАП, преобразующий  $n$ -разрядные двоичные коды, должен обеспечить  $2^n$  различных значений выходного сигнала с разрешающей способностью  $(2^n - 1)^{-1}$ . При этом значение минимального выходного кванта напряжения определяется предельным принимаемым числом  $2^n - 1$ , так и максимальным выходным напряжением ЦАП или напряжением шкалы ( $U_{\text{шк}}$ ). Так при  $n = 12$  количество независимых квантов (ступенек)  $U_{\text{вых}}$  ЦАП составит:

$(2^{12} - 1) = 0,024\%$ . Если в качестве опорного напряжения выбрать  $U_{\text{шк}} = 10$  В и разделить на число квантов [98], то абсолютная разрешающая способность ЦАП составит:  $\delta_{\text{шк}} = U_{\text{шк}}$

$$/ (2n - 1) = 10 \cdot 103 / (212 - 1) = 2,45 \text{ мВ.}$$
 Абсолютная погрешность измеряется в единицах МЗР (значащего) и при оценке нелинейности не должна выходить за пределы  $\pm 0,5$  единицы МЗР [73]. Следует заметить, наличие значительной разности потенциалов между контактами ключей и существенной емкости между элементами преобразователя обуславливает длительный переходный процесс, который уменьшает быстродействие ЦАП. Переход к использованию в ЦАП токовых ключей (практически с нулевыми потенциалами между контактами) позволил уменьшить длительность переходных процессов и (на порядок и более) повысить быстродействие ЦАП (до нескольких десятков и даже единиц наносекунд). По упомянутой схеме серийно выпускаются 10-12 разрядные ЦАП в интегральном исполнении (ИМС ЦАП К572ПА1, К572ПА2) и др. ИМС [40,98]. В настоящее время фирма ANALOG DEVICES производит ЦАП [22,87] с выходом по току: 12-14-16-разрядные с минимальным временем установления от 1 мкс до 1,5 нс. и более, например, AD7534: время установления 1,5 нс,  $I_{\text{вых. макс.}} = 4 \text{ мА}$ ;  $U_{\text{п}} = 11,5 - 15,5 \text{ В}$ ; температурный диапазон (-55 ... +125) °С; ИОН  $\rightarrow$  (внутр./ внешн.),  $\pm 25 \text{ В}$ .

#### 4.4.2. Методы преобразования аналогового сигнала в цифровой

При работе систем управления (СУ) М и РТС связь между цифровыми и аналоговыми сигналами осуществляется посредством аналого-цифровых преобразователей (АЦП). По структуре построения АЦП можно классифицировать на АЦП с использованием ЦАП и без них. Из методов преобразования аналогового сигнала в цифровой (двоичный) код следует отметить такие: *метод последовательного уравнивания, метод поразрядного уравнивания, метод считывания.*

При **методе последовательного уравнивания** (счета) в АЦП (со ступенчатым пилообразным напряжением) входная аналоговая величина  $U_{\text{вх}}$  уравнивается суммой одинаковых минимальных эталонов (величины напряжения  $\Delta U$ ), называемых квантами (рис. 4.30). В схеме имеет место многоразрядный счетчик, на который поступает тактовая частота от генератора импульсов, запускаемого в момент захвата входного аналогового сигнала. Выход счетчика управляет схемой ЦАП, вырабатывающей ступенчато-нарастающее напряжение. В момент, когда  $U_{\text{вых}}$  схемы ЦАП сравняется с входным напряжением  $U_{\text{вх}}$ , компаратор переключается и останавливает счетчик, код в котором в этот

момент будет соответствовать входному аналоговому сигналу. При этом имеет место последовательность вида  $U_{\text{вых}} = n \cdot \Delta U$ . В момент времени  $t_i$ , когда значение  $U_{\text{вых}} > U_{\text{вх}}$ , когда последовательность  $n \cdot \Delta U$  отличается от аналоговой величины  $U_{\text{вх}}$  меньше чем на  $\Delta U$ , число квантов  $n_k$  преобразуется в выходной код. В этом методе «сравнение» производится с помощью одного сравнивающего устройства - компаратора на ОУ, работа которого осуществляется при наличии двоичного счетчика с ЦАП в цепи ОС, источника опорного напряжения (ИОН), упомянутого ранее генератора импульсов, полупроводникового ключа (вентилля) [73]. В результате полученный в счетчике параллельный цифровой код  $N_{\text{вых}}$  будет цифровым эквивалентом преобразуемого напряжения. Время преобразования в этом случае значительное и составляет:  $T_{\text{пр}} = t \cdot 2^n$ , где  $t$  - время элементарной ступени,  $n$  - число разрядов.

Наибольшее применение при проектировании СУ М и РТС находят АЦП **поразрядного уравнивания** (рис.4.2х) или **последовательного приближения** [42], которые характеризуются достаточно простым схемотехническим решением, обеспечивающем высокую разрешающую способность, точность и быстродействие. Суть данного метода преобразования заключается в периодическом сравнении входного (преобразуемого напряжения)  $U_{\text{вх}}$  с напряжением обратной связи  $U_{\text{ос}}$ , формируемым с помощью ЦАП по закону последовательного приближения к преобразуемому  $U_{\text{вх}}$ , до момента наступления равенства их значений с погрешностью дискретности (рис.4.31). Уравнивание (сравнение) начинается со старшего разряда (СР). Если уравнивающий сигнал меньше преобразуемого, то в старшем разряде устанавливается единица и сохраняется, а если больше - то единица сбрасывается и сохраняется нуль.

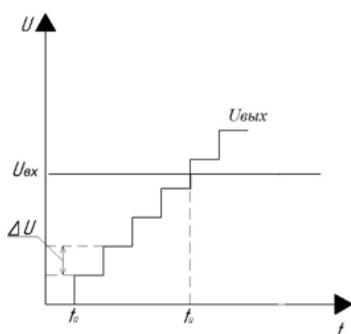


Рис. 4.30. Пояснение к методу последовательного уравнивания

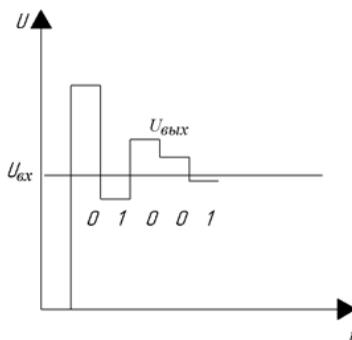


Рис. 4.31. Пояснение к методу поряядного уравнивания

Аналогично проверяется (с помощью одного сравнивающего устройства) соотношение в младшем разряде (МР) регистра и продолжается опрос всех остальных (соседних) МР регистра, включая самый МР. По окончании уравнивания будет образован код, соответствующий сумме тех эталонов, у которых в соответствующих местах кода стоят 1. Рассмотренный метод реализован в АЦП последовательного приближения - специализированной ИС К572ПВ1 с входной и выходной логикой, а также в более функционально законченной БИС АЦП последовательного приближения К1113ПВ1 (А,Б,В) с внутренними элементами - ИОН, тактовым генератором (Г) и компаратором напряжения [98]. Высокое быстродействие (порядка нескольких сот наносекунд) позволяет создавать преобразователи этого принципа работы до 12 разрядов и выше. Однако схема не обеспечивает подавление помех, накладываемых на входной преобразуемый сигнал  $U_{вх}$ , что необходимо учитывать при проектировании электронных узлов ИК СУ.

Принцип действия наиболее распространенного в настоящее время АЦП последовательного типа, т. е. использующего **метод считывания** (последовательного счета), иллюстрируется схемой рис. 4.32.

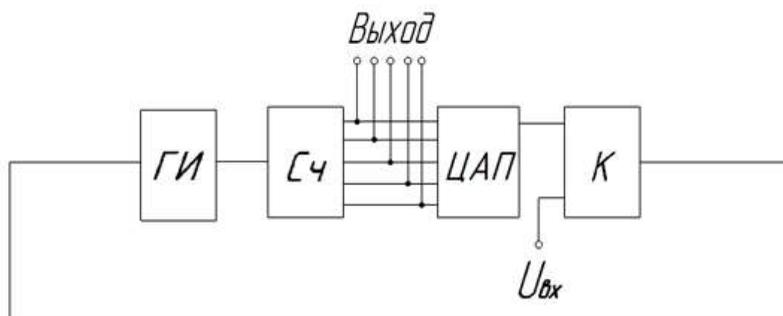


Рис. 4.32. Структурная схема АЦП

Генератор импульсов ГИ вырабатывает последовательность импульсов, которая с помощью счетчика Сч преобразуется в двоичный код. Этот код управляет ключами цифро-аналогового преобразователя ЦАП. Выходное напряжение ЦАП поступает на один из входов компаратора К, где оно сравнивается с входным напряжением  $U_{вх}$ , поданным на другой вход компаратора. При равенстве напряжений  $U_{вх}$  и  $U_{цап}$  компаратор выдает сигнал, останавливающий работу генератора импульсов. При этом на выходе счетчика Сч фиксируется двоичный код, соответствующий напряжению  $U_{вх}$ .

Упрощенный анализ рассмотренных методов преобразований сигналов позволяет выявить достоинства и их недостатки, в частности:

- метод последовательного уравнивания достаточно прост для аппаратной реализации, поскольку требуется только один эталон, недостатком является большое количество шагов, которые необходимо выполнить для уравнивания сравниваемых величин, т. е. этот метод имеет большое время преобразования;
- метод поразрядного уравнивания обладает приемлемым быстродействием и прост в реализации;
- метод считывания характеризуется повышенным быстродействием, но наличие большого числа эталонов и сравнивающих устройств усложняет аппаратную реализацию.

Из важнейших характеристик, рассмотренных ЦАП и АЦП следует отметить:

- разрядность, выражаемую в битах и характеризующую диапазон изменения входной величины;
- погрешность коэффициента передачи (в единицах младшего значащего разряда, ед. МЗР), показывающую разницу дей-

ствительного и предписываемого значений сравниваемых величин;

- линейность характеристики, т. е. наличие пропорциональности между эталоном, образующим определенное значение аналоговой величины, и кодом, соответствующим этому значению, абсолютная и относительная погрешности полной шкалы и т.д.

### 4.4.3. Формирование структуры связи цифро-аналоговых преобразователей в системах управления мехатронными объектами

Следует отметить также, что в СУ МС и РТС используются АЦП и ЦАП различных модификаций: в одних входные сигналы могут быть только положительными, в других - как положительные, так и отрицательные. В ряде электронных узлов (устройств) могут быть использованы как обычный двоичный, так и двоично-десятичный коды, а также коды Грея и Хемминга [33]. В общем случае обмен информацией (в процессе управления достаточно сложными объектами управления ОУ) осуществляется через взаимосвязанные каналы посредством АЦП и ЦАП, входящие в состав блока обмена информацией (БОИ), как показано на схеме (рис.4.33). Причем преобразователи сигналов могут быть встроенными комплектующими устройствами микроЭВМ (микроконтроллеров) и являться обязательными микроэлектронными устройствами (элементами) автоматических систем управления (АСУ).

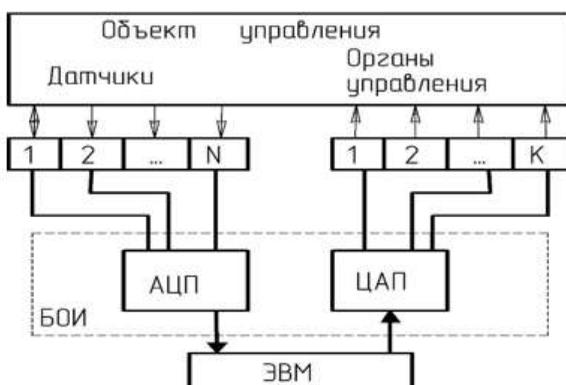


Рис. 4.33. Структура связи АЦП и ЦАП в системах управления

Рассмотрим объект управления (ОУ), снабженный датчиками для получения информации о регулируемых параметрах, например, исполнительного двигателя (ИД): частоте вращения выходного вала редуктора, значениях тока якоря и момента, необходимые для оценки влияния обратных связей (ОС) в СУ и реализации программного управления объектом (МС). После обработки информации на ЭВМ получается код, характеризующий результаты обработки и определяющий операции, которые должны выполнить некоторые вспомогательные устройства, чтобы воздействовать на органы управления, обеспечивая программное функционирование объекта по установке программируемых координат МС. При этом из кода с помощью ЦАП формируются аналоговые сигналы, воздействующие на органы управления МС, или световые индикаторы контроля состояния технологического процесса. В практике наладки СУ М и РТС диапазоны (подаваемых на аналоговый вход) уровней опорных напряжений обычно находятся в пределах  $(0 \pm 10)$  В.

#### 4.5. Устройства контроля регулируемых параметров МС

Автоматизация производственных процессов в последние годы имеет тенденцию расширенного применения микроЭВМ для управления и регулирования с обеспечением функций вычисления, контроля и диагностики (мониторинга) СУ в целом. Естественно, построение нижнего (исполнительного) уровня управления, например, электроприводами (ЭП) МС в иерархии сложного объекта управления (ОУ) с использованием микроЭВМ, связано с применением большого числа различных датчиков контролируемых параметров. Ниже рассмотрены простейшие схемотехнические решения специализированных датчиков М и РТС, построенные с учетом ряда физических законов, устанавливающих связи между электрическими, магнитными, механическими и другими величинами регулируемых координат, например, в ЭП. Безусловно, приоритетной областью применения оптоэлектронных устройств в М и РТС, станочных системах является бесконтактное измерение быстроменяющихся перемещений, параметров вибрации, сил резания, давлений, механических напряжений, упругих деформаций технологических систем, включая промышленные роботы и их элементы [1,6], а также создание помехоустойчивых и надежных систем управления МС.

#### 4.5.1. Принцип работы и конструктивные особенности датчиков тока

Датчики тока предназначены для организации цепей обратной связи по току, мониторинга и диагностики цепей, определения «разбаланса» токов, запуска схем защиты, обнаружения различных отказов и аварийных ситуаций в силовом контуре электроустановки [3,11,43] по характерным параметрам и видам тока. Одной из важнейших функций датчиков тока является гальваническая развязка силовых и информационных цепей. При проектировании чаще всего используют следующие методы измерения токов: резистивный (серийные сопротивления, прецизионные резисторы, включаемые в токовую цепь), метод на основе эффекта Холла, трансформаторный (трансформаторы тока, магнитные модуляторы) и др.[1, 46,99].

**Магнитодиодные датчики тока.** Серийное производство магнитодиодов [41] позволило создать на их основе ряд устройств для измерения и контроля различных электрических величин систем промышленной автоматики, включая МС. В частности, магнитодиоды применяются в датчиках тока (ДТ), входящих в состав устройств СУ и регулирования, например, частоты вращения электрических машин постоянного тока (МПТ). Применение магнитодиодов существенно упрощает схемные решения датчиков постоянного тока и конструктивно позволяет создать потенциальную развязку между силовой схемой и схемой управления, а также обеспечить приемлемую помехозащищенность электронных узлов в диапазоне изменения токов в силовой цепи от 0,2 до 700 А [1,13,17] и более. Примерное схемотехническое решение такого датчика тока приведено на рис. 4.34, а конструктивное исполнение датчика - на рис. 4.35. Датчик состоит из магнитопровода 1 с обмоткой 2 и двух магнитодиодов VD1, VD2, размещенных в зазорах магнитопровода и соединенных с входами ОУ А1.

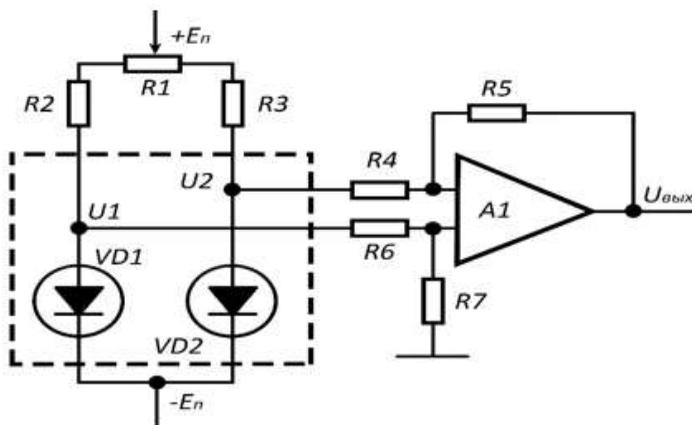


Рис. 4.34. Схема датчика тока с применением магнитодиодов

Обмотка 5 включена в цепь измеряемого тока. Одну часть магнитопровода 2 составляют две параллельные пластины, между которыми расположены два постоянных магнита 3, соприкасающихся одноименными полюсами с каждой из пластин. Другая часть магнитопровода представляет собой тороид с зазорами, в которые встроены магнитодиоды 1 (VD1 и VD2). Тороид находится в диэлектрической обложке 4. Для защиты датчика применяется эпоксидный компаунд 6.

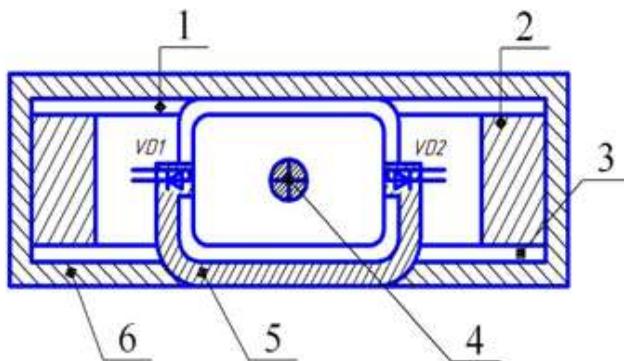


Рис.4.35. Конструктивное исполнение датчика тока

При отсутствии тока в обмотке, например, якоря ДПТ, на магнитодиодах VD1 и VD2 потенциометром R1 задаются одинаковые падения напряжения, определяемые магнитной индукцией в зазорах магнитопровода, обеспечиваемой постоянными магнитами. Рабочая точка каждого из магнитодиодов выбирается на линейном участке вольтамперной характеристики (ВАХ). Выходное напряжение дифференциальной схемы измерения равно нулю. С появлением в обмотке измеряемого тока изменяется магнитная индукция в зазорах магнитопровода, вследствие чего изменяется падение напряжения на магнитодиодах и на входе дифференциального усилителя А1 появляется разностное напряжение соответствующей полярности, пропорциональное измеряемому току. Это напряжение, усиленное ОУ, является выходным сигналом ( $U_{\text{вых}}$ ) датчика тока. При смене направления протекания измеряемого тока изменяется знак напряжения на входе датчика тока. При этом датчик тока реагирует, как на величину, так и на направление измеряемого тока в обмотке якоря ДПТ. Резисторы R2 и R3 служат для ограничения токов магнитодиодов, резисторы R4, R6 – для ограничения входных токов усилителя А1, резисторы R5, R7 для регулировки коэффициента передачи датчика тока. Для получения точности измерения магнитопровод выполнен из магнитомягкого материала, а постоянные магниты – из магнитодиэлектрика. Температурная нестабильность датчика тока составляет менее 5 мВ/°С, что позволяет использовать его при проектировании ЭП широкого назначения.

**Резистивные датчики тока** достаточно известны и широко используются для измерений в цепях постоянного (DC) и переменного тока (AC). Из достоинств ранее упомянутых резистивных датчиков тока следует отметить: низкую стоимость, линейность шкалы, высокую точность. Включение резистора в цепь тока сопровождается потерями мощности, выделяемой на резисторе:  $P = I^2 R$  или  $P = U^2 R$ , где  $I$  и  $U$  - ток и падение напряжения на резисторе соответственно, значения которых обычно ограничивают допустимыми изменениями сопротивления в процессе работы,  $R$  - расчетное значение активного сопротивления датчика [1,46,99]. Причем уровень допустимой мощности  $P_{\text{доп}}$  ограничивается перегревом резистора, значение которого задается из диапазона  $R_{\text{min}} \rightarrow R_{\text{max}}$  допустимых изменений в процессе работы. Схемотехническое решение резистивного датчика тока на ОУ с гальванической развязкой приведено на рис. 4.36, где: 1 — усилитель, на вход которого с резистора R (в цепи токовой шины) поступает напряжение  $U = I \cdot R$ , пропорциональное значению измеряемого

тока  $I$ .

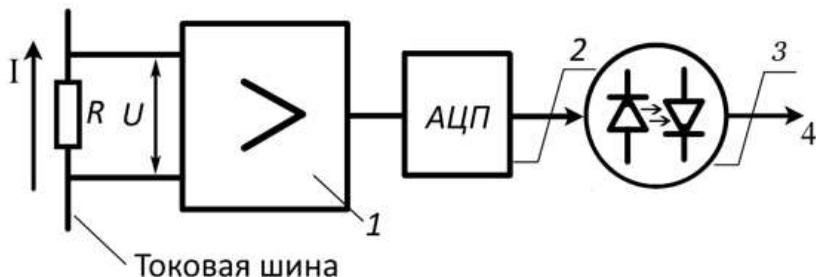


Рис. 4.36. Структура построения резистивного датчика тока

Преобразование «напряжение-код» усиленного сигнала осуществляется посредством АЦП (2) с последующей передачей информации через оптопару 3 {«светоизлучающий диод (СИД) - фотодиод (ФД)»} в линию связи 4 к системе управления ЭП. Из недостатков резистивных датчиков тока являются: высокие потери электрической мощности, ограниченная полоса частот, «само-разогрев», возникновение термоЭДС [1,99]. Серийные сопротивления являются простым и эффективным способом реализации датчика тока, но при их проектировании возникает ряд проблем: выделение активной мощности на серийном резисторе (потери мощности), малый диапазон измеряемых токов, гальваническая развязка силового каскада и слаботочных цепей. При решении указанных проблем часто используют термостойкие резисторы, а также устанавливают теплоотводы и применяют гальванические развязки во вторичных цепях измерения тока, как показано на схеме (рис. 4.37). В качестве первичного преобразователя использован прецизионный серийный резистор  $R$ , падение напряжения на котором является входом операционного усилителя У1. Выходное напряжение усилителя посредством СИД преобразуется фоторезистором ФР1, усиливается ОУ2 и через АЦП (в виде параллельного 12-разрядного цифрового кода) поступает в СУ. Аналогично работает цепочка преобразования сигнала (другой полярности) с токовой шины:  $R/2 \rightarrow У2 \rightarrow СИД \rightarrow ФР2 \rightarrow У3 \rightarrow АЦП \rightarrow СУ$ .

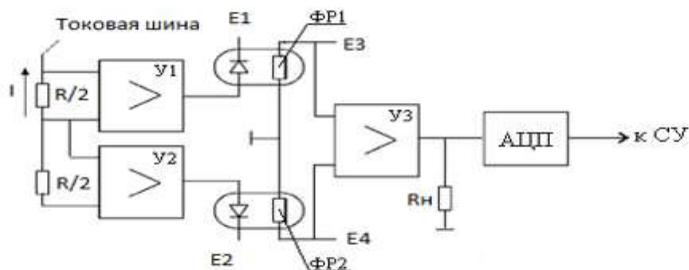


Рис.4.37. Структура построения двухтактного датчика тока с применением фоторезисторов

В настоящее время широко используются в схемах автоматики **измерительные трансформаторы тока (ИТТ) и напряжения (ИТН)**, позволяющие расширить пределы измерения приборов (устройств контроля) и изолировать цепи измерительных приборов от силовой цепи высокого напряжения. В качестве измерительных преобразователей находят применение также гальваномагнитные преобразователи (ГМП), основанные на использовании эффектов Холла и Гаусса [22,25]. Датчики Холла предназначены для работы в устройствах промышленной автоматики и системах сбора данных. Методы измерения токов, применяемые датчики и их характеристики приведены в таблице 4.4.

Таблица 4.4. Сравнительные характеристики методов измерения токов

Первичный преобразователь	Цепь тока	Шкала, А	Гальваническая развязка	Потери	Внешний источник	Полоса частот, кГц	Погрешность, %
Резистор	DC, AC	<40	Нет	Есть	Нет	<100	<1
Ячейка Холла	DC, AC	<100 0	Есть	Нет	Есть	<500	<10
Трансформатор	AC	<100 0	Есть	Есть	Нет	< 10	<5

Основными областями применения датчиков Холла являются системы контроля положения узла, объекта в промышленном оборудовании, робототехнике и силовых приводах, где необходимо, например, контроль положения вращающихся устройств, контроль величины тока. Конструктивное исполнение датчиков Холла может быть различное. Сегодня рядом компаний (например, компания HONEYWELL) поставляются датчики Холла, как в металлическом корпусе (датчик положения: серии 103 SR, SR3 и т.д. - цифровые, униполярные, биполярные; датчики щелевые со встроенным магнитом:4AV, SR16, SR17), так и в пластико-

вом корпусе: датчик серии 2SS, SS5, SS40, SS400 - цифровой, униполярный; серии SS49, SS490 - аналоговый; датчик скорости и направления: SS520 - цифровой, биполярный с двумя элементами Холла и т.д.[ 22,46,87].

### Контрольные вопросы

1. Логические элементы в системах управления МС. Какие задачи решают логические элементы автоматики И, ИЛИ, НЕ в релейных схемах управления РТС и РТК?
2. Назовите основные законы алгебры логики и применение их на примерах релейно-контактных и бесконтактных систем управления РТС, РТК?
3. Какие методы минимизации логических уравнений (функций) используются при упрощении схем управления?
4. Приведите преимущества и недостатки систем управления, в которых используются аппаратные контроллеры?
5. Приведите преимущества и недостатки систем управления, в которых используются логические контроллеры?
6. Поясните принцип работы и основные характеристики операционного усилителя?
7. Приведите особенности работы операционного усилителя с обратной связью?
8. Поясните принцип работы операционного усилителя с регулируемыми параметрами?
9. Какие задачи решаются с использованием ОУ в оптических системах передачи информации?
10. Поясните особенности расчета входных и выходных параметров инвертирующего и неинвертирующего ОУ с учетом внутреннего сопротивления генератора сигнала и нагрузки ОУ?
11. Приведите простейшую схему построения передающего оптического модуля ПОМ?
12. Режимы работы ОУ. Покажите графические зависимости работы ОУ в режиме компаратора?
13. Приведите и поясните особенности применения оптронов в аналоговых схемах СУ?
14. Поясните пути повышения помехоустойчивости цифровых систем передачи информации с применением оптронов?
15. С какой целью в цифровых системах управления применяют АЦП и ЦАП?
16. Перечислите методы преобразования аналоговых сигналов в цифровые?

17. Приведите примеры построения структуры СУ с использованием АЦП и ЦАП?
18. С какой целью в СУ МС устанавливаются датчики контролируемых величин?
19. Приведите принцип построения датчика тока с использованием магнитодиодов?
20. Назовите основные компоненты и работу схемы резистивного датчика тока СУ?
21. Поясните работу датчика тока с применением, например, фоторезисторов?
22. Приведите особенности конструктивного оформления датчиков Холла, поставляемые на рынок мировыми компаниями?

## ГЛАВА 5. ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ СИЛОВЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ МС

Силовые электронные (регулирующие и преобразующие) устройства (СЭУ) мехатронных и робототехнических систем (М и РТС) предназначены для преобразования электрической энергии промышленной сети и мощных источников автономного питания в энергию управления электрическими исполнительными устройствами и механизмами, для дозирования ее по величине и упорядочения во времени в соответствии с принципом их работы и режимами управления. Энергетические характеристики электронных регулирующих и преобразующих устройств в значительной степени определяются характеристиками силовых полупроводниковых приборов (СПП), таких как: IGBT, IGCT, MOSFET, GTO, MCT и др.), а также совершенством схемотехнических решений управления ими. Применяемые в настоящее время СЭУ весьма многочисленны по выполняемым функциям, схемотехнической реализации и уровню применения микропроцессорной и вычислительной техники. Из-за лимитированного объема учебного пособия в главе рассмотрен минимум схемотехнических решений, раскрывающих особенности построения и функционирования широко применяемых СЭУ МС и промышленной автоматики.

### 5.1. Силовые электронные исполнительные устройства

К силовым электронным исполнительным устройствам (ЭИУ) М и РТС можно отнести электронные регуляторы (ЭР), широко применяемые в устройствах промышленной автоматики, предназначенные для регулирования действующего и среднего значения переменного и постоянного напряжения (тока) на нагрузке или мощности нагрузки. Следует отметить, что схемотехнические решения ЭР весьма разнообразны и многочисленны, а по структуре ЭР могут быть как с разомкнутой, так и замкнутой системой автоматического регулирования (САР) по выходному параметру - напряжению, току или мощности [1,8,17]. Однако при анализе их обычно объединяют в один класс по следующим основным признакам: преобразование электрического напряжения силовой промышленной сети (или автономных источников питания) одного вида в электрическое напряжение другого вида, например, переменного напряжения в постоянное, переменного одной частоты в

переменное напряжение другой частоты, постоянного в переменное, постоянного напряжения одного уровня в постоянное напряжение другого уровня и т.д. По своим выходным параметрам: напряжению, току или мощности ЭР могут быть построены с различными видами обратных связей, обеспечивающих стабилизацию, регулирование или программное изменение выходного параметра по требуемому закону. В настоящее время находят широкое применение регуляторы переменного напряжения, в схемах которых используются СПП как не полностью, так и полностью управляемые (запираемые) ключи. По сути ЭР представляют собой сочетание силовой части в виде исполнительного органа (ИО) и схемы управления (СУП). Естественно, основные свойства ЭР определяются способами управления ИО, которые реализуются СУП. Так для коммутации силовых цепей переменного тока разработано много различных типов электрических аппаратов: автоматические выключатели, электромагнитные контакторы и др. Большинство из них основано на механическом взаимодействии отдельных узлов и деталей. Однако наличие подвижных узлов и деталей обуславливает инерционность процессов замыкания и размыкания электрических контактов исполнительного органа (ИО). Обычно время включения и выключения таких аппаратов находится в диапазоне от десятых до сотых долей секунды, в зависимости от типа коммутационного аппарата.

Полупроводниковые ключевые элементы позволяют существенно повысить быстродействие коммутационных аппаратов. С этой целью разработан ряд схем, так называемых бесконтактных коммутационных аппаратов (контакторов), выполненных преимущественно на основе тиристоров (симисторов). Отсутствие подвижных частей и металлических контактных соединений делает эти устройства значительно более надёжными, быстродействующими и с большим сроком эксплуатации.

В простейшем исполнении силовая часть однофазного тиристорного контактора представляет собой два встречно - параллельно включенных тиристора (рис. 5.1,а) или один симметричный тиристор (триак). Ток в контуре нагрузки ( $Z_n$ ) протекает при включении тиристоров электронного исполнительного устройства (ЭИУ) посредством устройства управления (УУ). Так как ток переменный, то одну полуволну напряжения  $\sim U_c$  сети ( $+U_c$ ) проводит тиристор  $VS_1$ , а вторую - ( $-U_c$ ) проводит  $VS_2$  (рис. 5.1,б). Если силовую схему такого контактора рассматривать как схему ЭР переменного напряжения, то в последнем случае используется несколько другой закон управления тиристорами. В таком регулято-

ре управляющие импульсы на тиристор поступают от устройства управления (УУ) с различными углами управления  $\alpha$ , изменяемыми программно, для поддержания выходного напряжения на нагрузочном сопротивлении  $Z_n$  в заданном диапазоне. В контакторе каждый тиристор может проводить ток в течение одного или нескольких полупериодов сетевого напряжения ( $\sim U_c$ ) для формирования импульса напряжения (тока) на нагрузочном сопротивлении  $Z_n$  любой длительности и полярности, либо оба тиристора выключены. Таким образом, управляемый ЭР переменного тока обладает двусторонней проводимостью при наличии синхронных (напряжению  $\sim U_c$ ) управляющих сигналов на управляющих электродах ( $УЭ_{1,2}$ ) тиристоров  $VS_1$ ,  $VS_2$  и обеспечивает непрерывное протекание знакопеременного тока  $I_n$ . При отсутствии управляющего сигнала такой переключатель закрыт для протекания тока в обоих направлениях. Поскольку однооперационный тиристор является незапираемым по управлению силовым элементом, то для его выключения необходимо обеспечить снижение тока нагрузки до нуля. Если контактор включен в цепи с активным сопротивлением, то моменты прохождения тока и напряжения через нулевое значение совпадают. При активно-индуктивной нагрузке ток отстаёт от напряжения на угол  $\varphi$ , который определяется коэффициентом мощности нагрузки (рис. 5.1.6).

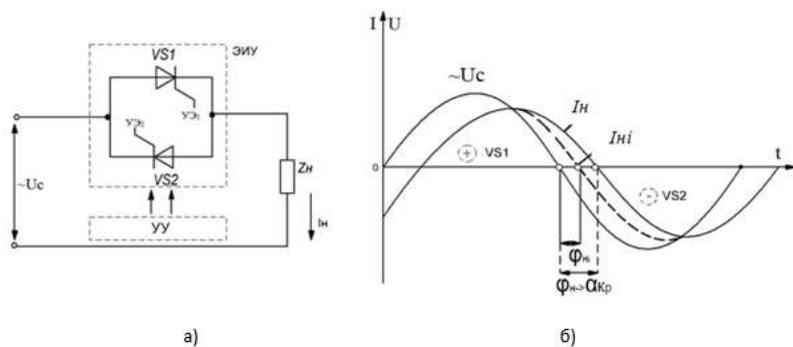


Рис. 5.1. Тиристорный контактор с естественной коммутацией:

принципиальная схема (а), диаграммы напряжения и тока (б)

Для того чтобы выключить тиристор раньше прохождения тока коммутируемой цепи через нулевое значение, необходимо применить искусственную коммутацию тиристора. В зависимости от того, выключаются ли тиристоры при снижении тока нагрузки  $I_n$  до значения  $I_n \leq I_{уд}$  тиристора или посредством их искусственной коммутации, различают тиристорные контакторы с естественной

коммутацией (ТКЕ) и искусственной коммутацией (ТКИ). Для выключения ТКЕ достаточно исключить подачу импульсов управления на управляющие электроды (УЭ) тиристоров, что приведет к закрытию тиристоров за максимальное время, не превышающее половины периода выходного напряжения, т.е.  $0,01c$ , при частоте сети  $f_c = 50$  Гц. В этом случае угол  $\varphi$  отставания тока (фаза смещения тока  $i_n$ ) относительно напряжения  $\sim u_c$  составит:

$$\varphi_n = \arctg(\omega L_n / R_n), \quad (5.1)$$

где  $L_n$  - индуктивность контура нагрузки,  $R_n$  - активная составляющая нагрузочного сопротивления  $Z_n$ ,  $\omega$  - круговая частота равная  $\omega = 2\pi f_c$ . В этом случае полное сопротивление цепи нагрузки можно представить как:

$$Z_n = \sqrt{(R_n^2 + (\omega L_n)^2)}. \quad (5.2)$$

При росте индуктивной составляющей сопротивления  $Z_n$  угол отставания тока нагрузки  $I_n$  увеличится до  $\varphi_{ni}$ , что сопряжено с некоторым увеличением ширины импульса управления ( $b_{ш}$ ) до значения  $b_{ш} \geq \varphi_{ni}$  с целью обеспечения надежного отпирания тиристора. Для уменьшения времени выключения тока в нагрузке часто применяют **ТКИ**. Для выполнения режима искусственной коммутации тиристоров обычно в схемах ЭУ создаются специальные электронные узлы принудительной коммутации (прерывания силового тока) [13]. При этом появляется проблема отвода электромагнитной энергии из контура коммутации при обесточивании цепи, соединяющей источник электрической энергии с нагрузкой, что сопровождается перенапряжениями на ключевых элементах схемы. Для устранения перенапряжений (при проектировании ТКИ) предусматривают возможность отвода или сброса электромагнитной энергии в какой-либо приёмник или накопитель электрической энергии, например, конденсатор или приемник другого типа [20]. На рис. 5.2,а представлена схема ТКИ, в которой отключение основных тиристоров VS1 и VS2 производится с помощью колебательного контура, элементами которого являются конденсатор  $C_k$  и индуктивность (реактор)  $L_k$ . Когда ТКИ включен, ток нагрузки протекает в один полупериод через тиристор VS1 и диод VD1, а в другой - через тиристор VS2 и диод VD2. Коммутирующий конденсатор  $C_k$

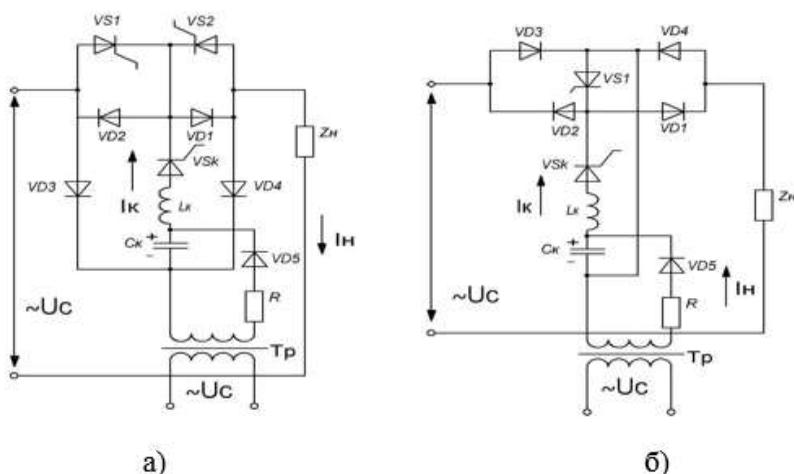


Рис. 5.2. Тиристорные контакторы переменного тока с искусственной коммутацией

постоянно подзаряжается через диод VD5 от маломощного вспомогательного трансформатора Тр с полярностью, указанной на рис. 5.2,а. Для выключения основных тиристоров необходимо подать управляющий импульс на УЭ вспомогательного тиристора VS<sub>к</sub>. При разряде конденсатора C<sub>к</sub> по цепи колебательного контура  $\{+C_k \rightarrow L_k \rightarrow VS_k \rightarrow VS1 \rightarrow VD3 \rightarrow (-C_k)\}$  возникает ток  $i_k$ , который будет направлен навстречу току нагрузки  $I_n$  в тиристоре VS1. При равенстве токов  $i_n$  и  $i_k$  тиристор VS1 выключается, ток  $i_k$  продолжает возрастать, тогда разность токов  $i_n$  и  $i_k$  будет протекать через диод VD2. На интервале проводимости диода VD2 к тиристору VS1 будет приложено обратное напряжение, равное падению напряжения на диоде VD2. Аналогично работает RLC - колебательный контур  $\{+C_k \rightarrow L_k \rightarrow VS_k \rightarrow VS2 \rightarrow VD4 \rightarrow (-C_k)\}$  при работе основного тиристора VS2.

Схема ТКИ (рис. 5.2,б) работает с использованием диодного моста VD1...VD4, в котором между анодной и катодной группой диодов включен тиристор VS1. Включение тиристора VS1 осуществляется подачей импульса напряжения на управляющий электрод (УЭ), а выключение возможно при включении вспомогательного тиристора VS<sub>к</sub>. В этом случае RLC- колебательный контур  $\{+C_k \rightarrow L_k \rightarrow VS_k \rightarrow VS1 \rightarrow (-C_k)\}$  обеспечивает ток  $i_k$ , протекающий встречно току нагрузки  $i_n$ , что создает условия для запираания тиристора VS1, т.е. выключения тока нагрузки  $i_n$ . В зависимости от решаемой задачи по формированию напряжения  $U_{Zн}$  (мощности  $P_n$ ) на нагрузочном сопротивлении Zн режим управления тиристо-

рами  $VS_1$ ,  $VS_2$  может изменяться программно в процессе управления вспомогательным тиристором  $VS_k$ .

## **5.2. Электронные узлы принудительной коммутации и устройства формирования импульсов управления ключевыми элементами**

Для переключения электрических цепей, регулирования напряжения и преобразования рода тока широко применяются различные силовые полупроводниковые приборы (СПП): тиристоры, транзисторы и т.д., имеющие свои особенности и значительно отличающиеся режимами работы, многообразием новых типов. Поэтому грамотное применение их в схемах силовой электроники является актуальной задачей, от позитивного решения которой зависят многие характеристики современных ЭУ. Так, запираение тиристора в цепях постоянного тока (рис. 5.3, а) обеспечивается, когда анод-катод тиристора в течение некоторого времени имеет отрицательную полярность. Создать такие условия для запираения тиристора  $VS_1$  в цепи нагрузочного резистора  $R_n$  можно за счет «принудительной» подачи на прибор импульса напряжения отрицательной полярности благодаря использованию реактивного накопителя энергии (конденсатора  $C$ ). Такой режим возможен при наличии параллельного канала управления, образованного резистором  $R_1$ , тиристором  $VS_2$ , составляющих цепь тока для запираения основного тиристора  $VS_1$  в цепи нагрузочного сопротивления  $R_n$  и присоединенного к анодам тиристорам конденсатора  $C$ .

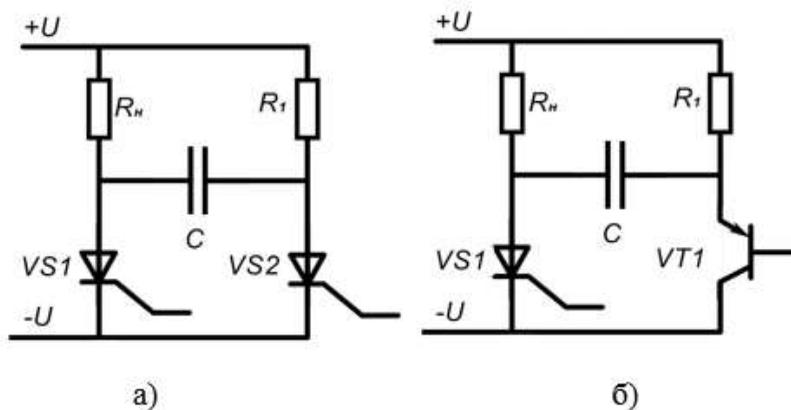


Рис. 5.3. Коммутационные узлы тока на тиристорах (а) и с использованием транзистора (б)

При программном открытии тиристора  $VS1$  ток нагрузки  $I_n$  создает на резисторе  $R_n$  напряжение  $U_n$  расчетной длительности, что позволяет регулировать мощность нагрузки  $P_n$ . При этом конденсатор  $C$  заряжается по цепи {шина  $+U \rightarrow R_1 \rightarrow C \rightarrow VS1 \rightarrow (-U)$ }. Выключение тиристора  $VS1$  осуществляется посредством включения тиристора  $VS2$ , когда разрядный ток конденсатора ( $i_p$ ) будет протекать встречно току нагрузки  $I_n$  и соответствовать условию  $i_p \geq i_n$ . В этом случае на анод  $VS1$  кратковременно подается отрицательное напряжение  $U_c \approx U$ . Таким образом, электронный узел коммутации постоянного тока  $I_n$  возвращает тиристор  $VS1$  в закрытое (первичное) состояние, когда  $P_n = 0$ . При этом конденсатор  $C$  перезаряжается напряжением другой полярности  $U_c \approx U$  для выполнения программируемого закрытия тиристора  $VS2$  при очередном включении тиристора  $VS1$ . Аналогично работает схема переключателя постоянного тока (рис. 5.3,б), где в качестве вспомогательного тиристора используется транзистор  $VT1$ .

Для коммутации цепей переменного тока тиристором (по сигналам цифрового контроллера) в схему вводится промежуточное согласующее звено - драйвер (driver), выполняющий ряд функций. К основным функциям следует отнести: формирование и ввод в контроллер сигнала о переходе напряжения питания с отрицательного в положительное; согласование по току и напряжению импульса управления от контроллера с входом управления тиристором. Для тиристоров с большим током управления (рис. 5.4) в цепи УЭ для усиления тока управления применяют различные схемотехнические решения, например: оптроны диодного

(или транзисторного) типа (рис.5.4,а), диодно-трансформаторные ячейки (рис.5.4,б) и другие [25,29].

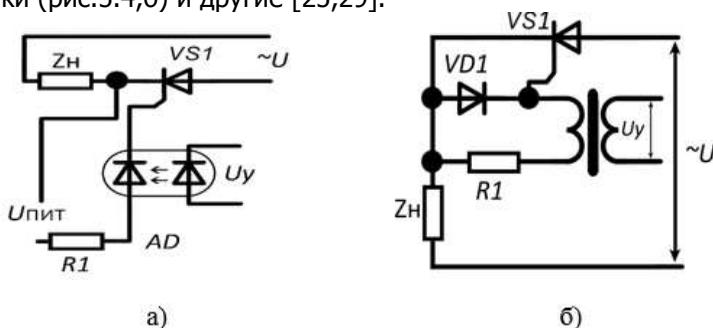


Рис. 5.4. Коммутационные узлы с применением диодного оптрона (а) и диодно-трансформаторной ячейки (б)

При этом может потребоваться еще и предварительное усиление сигнала управления. Такие решения позволяют осуществить потенциальную развязку информационного сигнала и обеспечить помехозащищенность оптического канала [1,45]. Широкое применение в силовых схемах находят также транзисторные ключи биполярного тока. Для коммутации цепей биполярного напряжения могут применяться транзисторные ключевые схемы, представленные на рис. 5.5. Для управления ключом с параллельными транзисторами  $VT1$ ,  $VT2$  требуется два канала управления с монополярными импульсами  $U_{y1}$ ,  $U_{y2}$  (рис. 5.5,а).

Для случая управления ключом с последовательными транзисторами  $VT1$ ,  $VT2$  требуется один канал управления с биполярными импульсами  $U_y$  (рис. 5.5,б). Расчет тиристорных схем ключевых устройств с естественной коммутацией проводится по типовому алгоритму, методика расчета ключей с искусственной коммутацией определяется особенностями работы и схемных решений узлов принудительной коммутации [11,29]. Расчет таких схем на транзисторах (биполярных или полевых ключах) обычно осуществляется для одной ветви известными методами [25].

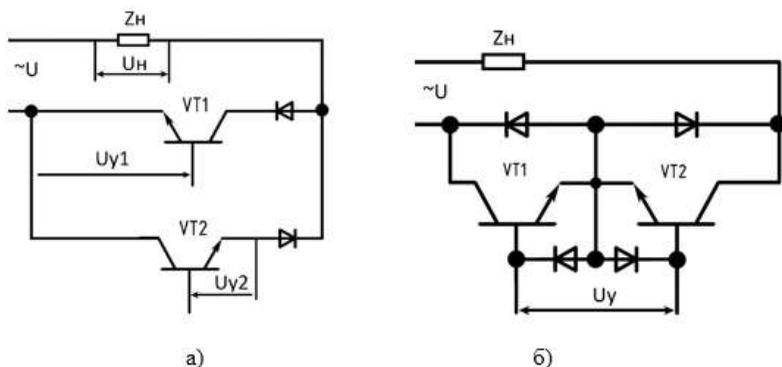
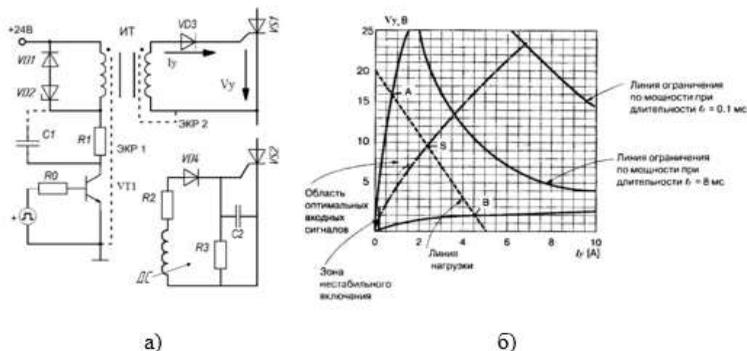


Рис. 5.5. Схематехника ключевых устройств с параллельным (а) и последовательным (б) включением транзисторов

Следует отметить, что в настоящее время создан ряд электронных компонентов (отдельных интегральных схем ИС) - драйверов, отличающихся по своим характеристикам в зависимости от типа тиристора или транзистора. Так, в драйвере управления запираемым (двухоперационным) тиристором типа GTO сигнал от информационной цепи сначала преобразуется в узле согласования и поступает в выходной блок драйвера, который выполняется в виде двух отдельных схем: для формирования импульса управления на включение и более сложной части, формирующей импульс выключения. Драйвер силового транзистора обычно содержит усилитель импульсов управления, который формирует выходные сигналы заданной мощности и формы. Такая ИС содержит входной узел, принимающий сигнал информационного канала, узел согласования, преобразующий информационный сигнал в сигнал управления необходимого уровня, и выходной узел, осуществляющий окончательное формирование импульса управления требуемой мощности и формы. Сегодня ряд фирм поставяет универсальные драйверы: полумостовые типа IR2103...IR2109 с двумя и одним входом, драйверы с расширенными защитными функциями (для IGBT и MOSFET транзисторов) - полумостовые IR2114.... IR2214, трехфазные драйверы IR21381Q...IR22381Q и т.д. [11,22]. Указанные драйверы имеют внутреннюю защиту от короткого замыкания, токовой перегрузки или потери шины нулевого потенциала и могут выполнять ряд других функций с мягким режимом выключения всех выходов. Здесь следует также упомянуть, что, используя информационную составляющую импульса

управления, драйвер формирует логику работы силового ключа, при этом мощность выходного сигнала должна поддерживаться соответствующим источником энергии. Причем, по числу источников питания драйверы (ИПД) можно разделить на две группы: с одним источником питания или двумя. Источники питания имеют различные схемотехнические решения: для биполярного транзистора, например, используется ИПД М57915L, а для МДП - транзистора - ИПД М57919L. Подробную информацию по применению драйверов в схемах электронных переключающих устройств можно найти в [19,26].

**Формирователи импульсов управления (ФИУ)** с установкой разделительного (импульсного) трансформатора применяются в схемах управления однооперационными тиристорами. На рис.5.6,а приведена схема трансформаторного ФИУ тиристора VS1 с ограничивающим резистором R1 в



**Рис. 5.6.** Схема управления тиристором (а), входные характеристики ФИУ (б) цепи первичной обмотки импульсного трансформатора (ИТ). При подаче положительного импульса напряжения (через резистор  $R_0$ ) на базу транзистора VT1 последний открывается и от источника напряжения (+24 В) протекает импульс тока по цепи: (+24 В) → первичная обмотка ИТ → резистор R1 → сопротивление перехода  $R_{к-э}$  транзистора VT1 → (- 24 В). Трансформируемый (на вторичной обмотке ИТ) импульс напряжения через диод VD3 поступает на УЭ тиристора VS1, последний открывается при наличии положительного анодного напряжения ( $U_{AK}$ ). Известно, что для заданной длительности  $t_y$  импульса управления нельзя превышать вольт-секундный показатель импульсного трансформатора [13]. Диод VD3 осуществляет выборку тока соответствующей полярности и поднимает порог отпирания ключа на величину напряжения смещения, что повышает помехоустойчивость схемы. Применение экранирующей изоляции ЭКР<sub>1</sub> и ЭКР<sub>2</sub> между обмотками ИТ снижает

ет помехи, но сопровождается увеличением индуктивности рассеяния и несколько усложняет конструкцию ФИУ. Включение диода VD1 и стабилитрона VD2 параллельно первичной обмотке ИТ исключает режим перенапряжений на VT1 в режиме выключения тока при завершении процесса формирования управляющего импульса. Для создания форсирующего режима в схему ФИУ включают конденсатор  $C_1$ , обеспечивающий в момент открытия VT1 шунтирование резистора R1, что вызывает кратковременное увеличение тока первичной обмотки ИТ. Для повышения помехоустойчивости и быстродействия ФИУ во входную цепь управления тиристором VS2 (рис. 5.6,а) включают дополнительно: резисторы R2, R3 и конденсатор C2 (схема «ДС»). Здесь следует напомнить, что параметры управления тиристора ( $U_y$ ,  $I_y$ ) зависят от типа тиристора, его входных вольтамперных характеристик (рис. 5.6,б), а также от температуры полупроводниковой структуры, особенности технологии изготовления полупроводниковых приборов. Фирмы-производители СПП в справочных материалах часто приводят статистические данные, ограничивая поле разброса параметров кривыми с максимальным  $R_{вх\ max}$  (кривая 0-А) и минимальным  $R_{вх\ min}$  (кривая 0-В) входными сопротивлениями перехода УЭ - катод тиристора. В любом случае ток управления  $I_y$  должен быть больше тока спрямления  $I_c$ , т.е.  $I_y > I_c$ , а параметры управляющего импульса по уровню напряжения и тока управления должны находиться в пределах зоны (точка S на линии нагрузки А-В). Сверху область ограничена гиперболой - геометрическим местом точек максимальной мощности управления  $P_{y,max}$  (при длительности управляющего импульса  $t_y \approx 8\text{мс}$ ) [13,17]. При проектировании ФИУ необходимо обеспечить соответствующие параметры на его выходе:

$$I_{вых} \geq I_{yc}, \quad I_{вых} \geq U_{yc}, \quad I_{вых} U_{вых} \leq P_{max}, \quad (5.3)$$

где  $I_{вых}$ ,  $U_{вых}$  - выходные ток и напряжение устройства управления тиристором.

Требования, предъявляемые к подобным схемам, обусловлены особенностями переключения структуры тиристора, параметрами цепи управления и видами нагрузки преобразователя. Такие ФИУ должны соответствовать ряду требований, в частности [13]:

- для исключения локального перегрева структуры необходимо обеспечить минимально гарантированную начальную площадь включения тиристора, что достигается подачей импульса управления с крутым фронтом нарастания тока (0.1...0.3 мкс) и минимально необходимой амплитудой (0.3...5 А), которая определяется типом тиристора;

- для гарантированного отпирания тиристора необходимо обеспечить минимальную длительность импульса управления ( $t_y \geq 10$  мкс);

- в схемах с индуктивной нагрузкой и в выпрямительных устройствах, работающих на противоЭДС, необходимо поддерживать на УЭ тиристора сигналы управления длительностью  $t_y$  до 1 мс (с целью обеспечения гарантированного включения тиристора);

- рабочая точка нагрузки УЭ тиристора должна находиться в **зоне линии нагрузки** А - В (рис. 5.6,6), а параметры управляющего сигнала в диапазоне:

$$I_y = 0,3 \dots 5 \text{ А} \text{ и } V_y = 5 \dots 20 \text{ В};$$

- характеристика трансформатора ФИУ должна иметь достаточную изоляцию (не менее 2,5 кВ) между цепями управления и силовой частью при рабочем напряжении установки до 1кВ;

- ФИУ должен обеспечивать надежное формирование импульсов управления при высокой плотности компоновки электронного узла (исполнение с заливочным компаундом марок ЭЗК-10 и 31-138 ДФ и электрической прочностью порядка 15-20 кВ/мм) и обладать необходимой помехоустойчивостью при изменении тепловых режимов. Все подключения к входной цепи тиристора выполняются витыми парами и экранированными проводами.

На мировой рынок электротехнических изделий фирмой «Semikron» поставляются импульсные трансформаторы серии SKPT с характерными параметрами: напряжение изоляции 2.5...4 кВ, выходное напряжение 5... 15 В; импульсный выходной ток 0.1 ...1 А; время нарастания фронта тока 0.3...5 мкс; ширина импульса на выходе 2.5...4 кВ; частота переключения 5... 10 кГц; вольт-секундный показатель 330...350 В-мкс [9,25].

В настоящее время существуют и другие схемотехнические решения ФИУ, обеспечивающие, например, пакетный режим передачи импульсов, что позволяет увеличивать длительность импульса управления (рис.5.7,а) без насыщения магнитопровода ИТ [1,13]. При подаче импульса напряжения (длительностью  $t_1$ ) на базу VT1 через диод VD5 передается пакет импульсов тока  $I_{c1}$  (рис.5.7,б), трансформируемых с первичной обмотки ИТ. Открытие транзистора VT2 на время  $t_2$  позволяет формировать второй пакет импульсов тока  $I_{c2}$ , что в процессе такого чередования управлением транзисторов VT1, VT2 можно создавать (управляемый по ширине) пакет импульсов, обеспечивающий (единый) импульс управления тиристором VS1[29,55].

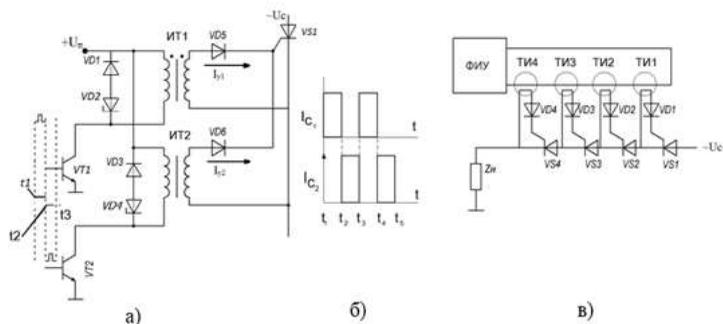


Рис.5.7. Формирование пакетного импульса: схема (а), импульсы тока управления  $I_{c1}$ ,  $I_{c2}$  (б), управление последовательно соединенными тиристорами (в)

При этом ток управления тиристором  $VS1$  составит среднее значение  $I_{yc} = \sum I_{ic} / \Delta t$ , где  $\Delta t = t_5 - t_1$ , т.е. общее время формирования импульса управления. При последовательном соединении тиристоров, т.е. при высоких анодных напряжениях, применение общего трансформатора нецелесообразно, так как при этом требование к напряжению изоляции определяется максимальным анодным напряжением всей группы последовательно соединенных ключей. Поскольку в практике проектирования усилительно-преобразовательных устройств (УПУ) применяют, как параллельное, так и последовательное соединение тиристорных ключей, то в схеме часто используют общий трансформатор с несколькими вторичными обмотками для управления группой тиристоров. При параллельном соединении отдельных трансформаторов проблема изоляции первичных и вторичных обмоток отсутствует. Для последовательно соединенных тиристоров (при повышенных анодных напряжениях 6...10 кВ и более) используют последовательное и каскадное соединение отдельных импульсных трансформаторов [64], как показано на рис.5.7,в. Следует отметить, что с увеличением напряжения изоляции растет индуктивность рассеяния, уменьшающая необходимую крутизну фронта импульса управления тиристорами  $VS1...VS4$ .

Одной из задач конструирования ФИУ является обеспечение их работоспособности в условиях внутренних и внешних электромагнитных полей, имеющих место в модульных конструктивных решениях мощных преобразователей. В этом случае необходимо выполнить расчеты электромагнитной помехоустойчивости и, при необходимости, установить внутренние и внешние электромагнитные экраны на отдельные электронные узлы ЭУ [13, 14].

### 5.3. Импульсные преобразователи постоянного напряжения

Преобразователи постоянного напряжения (ППН) одного уровня в постоянное напряжение (ток) другого уровня называют конверторами (или трансформаторами напряжения постоянного тока), а преобразователи постоянного тока в переменный - инверторами [13,17,29]. Последние широко используются для питания радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) от первичных источников постоянного тока с низким напряжением (аккумуляторных и солнечных батарей, термогенераторов, различных электромашинных генераторов и т.д.). В основу принципа импульсного преобразования напряжения положен ключевой режим работы регулирующего полупроводникового прибора, осуществляющий периодическое подключение напряжения питания  $U_n$  к выходной цепи преобразователя. В общем случае для преобразования постоянного напряжения  $U_n$  (рис. 5.8,а) в напряжение на нагрузке  $U_n$  используют импульсные методы, а преобразующие электронные устройства (ЭУ) называют импульсными преобразователями постоянного напряжения (ИППН). В таких преобразователях выходное напряжение  $U_n$  характеризуется последовательностью импульсов прямоугольной формы с длительностью  $t_i$  и паузой  $t_n$  (рис. 5.8,б), формируемых транзисторным (тиристорным) ключом **К**. Выходное напряжение  $U_n$ , амплитуда которого в понижающих преобразователях отличается от  $U_n$  на некоторую величину  $\Delta U = I_n R_b$ , где  $I_n$  - номинальный ток нагрузки,  $R_b$  - условно внутреннее сопротивление ИППН, т.е.  $U_n = U_n - \Delta U$ . Причем параметр  $\Delta U$  для понижающего ИППН можно программно регулировать (посредством сигналов управления полупроводниковым ключом **К**) за счет изменения параметров  $t_i$ ,  $t_n$  при формировании импульсов прямоугольной формы. При этом регулирование напряжения  $U_n$  осуществляется по определённому закону и независимо от уровня напряжения источника питания  $U_n$  посредством подачи сигналов от СУП. Наибольшее применение получили широтно-импульсный (ШИМ) и частотно-импульсный (ЧИМ) методы регулирования, а также их комбинация. ШИМ регулирования напряжения на нагрузке  $U_n$  осуществляется изменением длительности  $t_i$  (ширины) выходных импульсов при постоянном периоде их следования  $T$ , т.е.  $T = \text{const}$ , частоте переключения ключевого элемента  $f_k = 1/T = \text{const}$  [17, 19]. Среднее значение выходного напряжения преобразователя при ШИМ регулировании связано с напря-

жением питания  $U_n$  соотношением:

$$U_n = U_n \cdot t_{и}/T = U_n \cdot \gamma \quad (5.4)$$

где  $\gamma = t_{и}/T$  – коэффициент заполнения импульсов, который характеризует управляющий сигнал, изменяющий режим работы (преобразования) ИППН.

Диапазон регулирования выходного напряжения  $U_n$  при таком способе регулирования составляет от 0 ( $t_{и}=0, \gamma=0$ ) до  $E$  ( $t_{и}=T, \gamma=1$ ). Малые значения падений напряжения на регулирующем (ключевом) приборе (в открытом состоянии) и протекающего тока (в закрытом) обуславливают низкие потери в ключе  $K$  и высокий КПД рассматриваемого метода преобразования. Известно [25], что ИППН могут работать в режиме (двухинтервальном - непрерывных токов НТ) или трехинтервальном (прерывистых токов ПрТ).

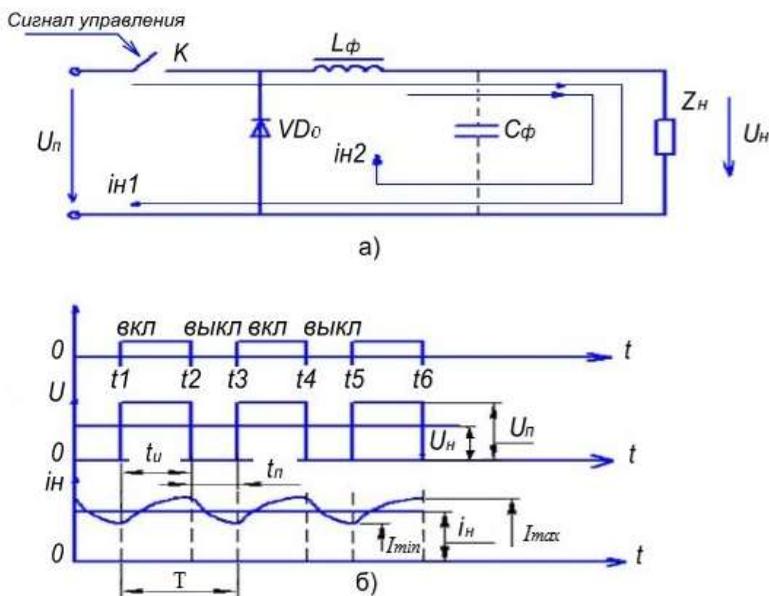


Рис. 5.8. Схема импульсного преобразователя (а), формы импульсов напряжения и выходного тока (б)

Приведенная схема (рис.5.8,а) в первом случае имеет такие интервалы работы за период  $T$ :

- импульс ( $t_{и}$ ) : ключ  $K$  - включен, диод  $VD_0$  - выключен;
- пауза ( $t_n = T - t_{и}$ ):  $K$  - выключен;  $VD_0$  - включен.

Данный режим работы, при котором ток в дросселе не

принимает нулевых значений за период  $T = t_{и} + t_{п}$ , принято называть режимом непрерывного тока нагрузки (НТ). Причем режим НТ является желательным и создается обычно дополнительным включением в схему (для улучшения фильтрации напряжения на нагрузке  $Z_{н}$ ) конденсатора  $C_{ф}$ , образующих с дросселем  $L_{ф}$  сглаживающий  $\Gamma$  - образный  $L_{ф}C_{ф}$ - фильтр, определяющий уровень постоянной и переменной (пульсирующей) составляющих среднего значения  $U_{н}$ .

В трехинтервальном режиме работы ИППН интервалы следующие:

1. импульс ( $t_{и}$ ): К - включен,  $VD_0$  - выключен;
2. пауза ( $t_{п}$ ): К - выключен,  $VD_0$  - включен;
3. отсечка ( $t_{отс}$ ): К - выключен,  $VD_0$  - выключен.

Последний режим принято называть режимом прерывистого тока в нагрузке (ПрТ), что может негативно повлиять на работу ряда устройств потребления электроэнергии.

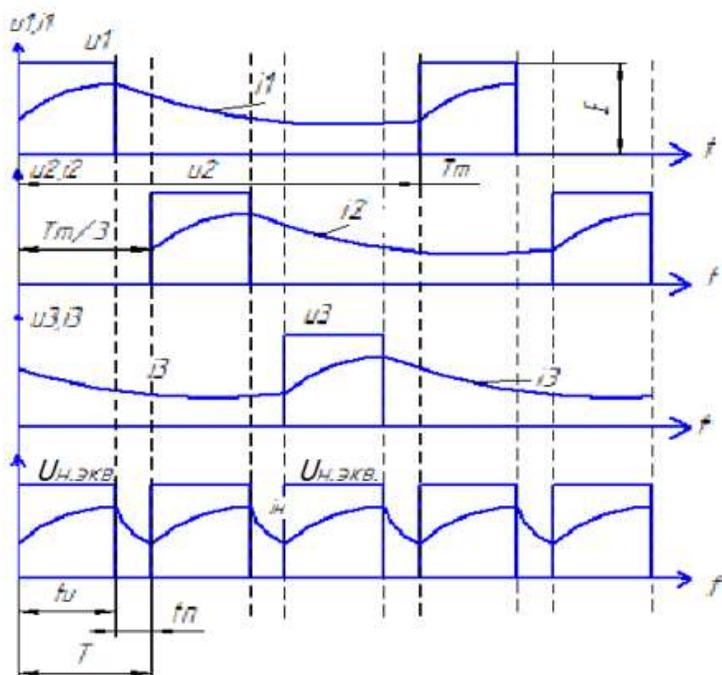
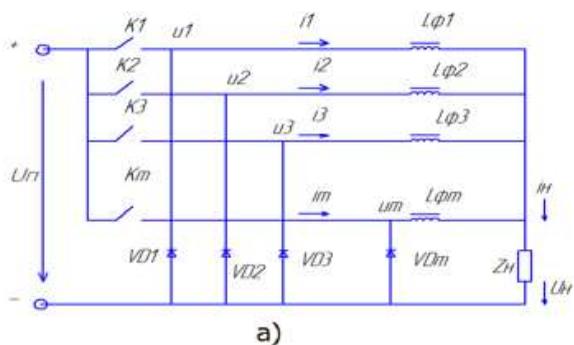
Способность ИППН регулировать выходное напряжение используют при построении регуляторов и стабилизаторов постоянного напряжения, а также в электроприводах МС для управления частотой вращения двигателя постоянного тока (ДПТ).

При частотно-импульсном методе (ЧИМ) регулирования изменение  $U_{н}$  производится за счёт изменения частоты следования выходных импульсов при неизменной их длительности, т.е.  $f_{к}=1/T = var$ ,  $t_{и} = const$ . Тогда регулировочные возможности преобразователя характеризуются соотношением:

$$U_{н} = U_{п} \cdot t_{и} / T = U_{п} \cdot t_{и} \cdot f_{к} . \quad (5.5)$$

Совместное использование широтно-импульсного и частотно-импульсного регулирования (комбинированное регулирование) возможно при изменении сигналов управления двух параметров выходных импульсов:  $t_{и}$  и  $f_{к}$ . На интервалах включенного состояния ключа ( $t_{1...t_2}$ ,  $t_{3...t_4}$ ,  $t_{5...t_6}$ ) напряжение  $U_{п}$  подключается ко входу сглаживающего фильтра  $U_{н} = U_{п}$ , диод  $VD_0$  закрыт. Через нагрузку протекает ток  $i_{н1}$  от источника питания. На интервалах отключенного состояния ключа ( $t_2...t_3$ ,  $t_4...t_5$ ) связь цепи нагрузки  $Z_{н}$  с источником питания  $U_{п}$  отсутствует, однако ток  $i_{н2}$  через нагрузку *некоторое время* продолжает протекать через проводящий обратный диод  $VD_0$  (диод «сброса электромагнитной энергии»), поддерживаемый энергией, накопленной реактивными элементами – дросселем  $L_{ф}$  и индуктивностью нагрузки  $L_{н}$ . Такой режим при больших токах нагрузки трудно осуществим из-за сложности конструкции дросселя  $L_{ф}$  значительной индуктивности. В настоящее время ИППН большой мощности выполняют по мно-

готактному принципу, основанному на параллельном включении  $m$  отдельных преобразователей [17], работающих на общую нагрузку и от общего источника постоянного тока, как показано на рис. 5.9,а. В приведенной схеме ИППН для уменьшения пульсаций выходного тока  $i_n$ , напряжения  $u_n$  и тока источника питания, ключи  $K_1, K_2, K_3$  и т.д. работают с взаимным фазовым сдвигом на угол  $2\pi/m$ , где  $m$  – число ключей. При этом каждый преобразователь многотактной системы нагружается током в  $m$  раз меньше, чем ток  $i_n$ , а также работает в облегченном режиме благодаря меньшей в  $m$  раз частоте их переключений. Многотактные ИППН могут работать в поочередном режиме и режиме с перекрытием. На рис. 5.9,б приведены временные диаграммы, иллюстрирующие принцип действия трёхтактного ИППН с поочередной работой отдельных электронных блоков [57]. Периодичность работы каждого блока характеризуется периодом тактов  $T_m$ . Последовательность включения  $K_i$ -ключа сдвинута во времени на  $T = T_m/3$ , в результате аналогичный сдвиг во времени приобретают также напряжения  $u_1, u_2, u_3$  и токи  $i_1, i_2, i_3$  без учета смещения фаз токов при наличии  $L_{\Phi}$  в контуре.



б)

Рис. 5.9. Диаграммы напряжений и токов в поочередном режиме работы многотактного импульсного преобразователя

За счёт фазовых сдвигов результирующее напряжение на нагрузке имеет частоту переключения выходных импульсов в 3 раза большую, чем для отдельных преобразователей, а суммарный ток нагрузки составит:

$$i_H = i_1 + i_2 + i_3 \quad (5.6)$$

и имеет повышенное сглаживание, чем ток нагрузки отдельного преобразователя. В режиме работы с перекрытием обычно число  $N > 3$ , что позволяет обеспечить условия работы преобразователя с отсутствием интервалов времени и пауз, формировать на нагрузочном сопротивлении эквивалентное напряжение:

$$u_{H.ЭКВ.} = \frac{NU_n}{m}, \quad (5.7.)$$

где  $N$  – число преобразователей ИППН, у которых одновременно замкнуты все ключи. При  $t_{и} = T_m$  напряжение на нагрузке определяется средним значением напряжения  $U_{H.ЭКВ.} = U_n$ , а ток нагрузки соответствует выражению:

$$I_H = I_1 + I_2 + \dots + I_m, \quad (5.8.)$$

При  $t_{и} < T_m$  выходное напряжение  $u_{H.ЭКВ.} < U_n$ .

Анализ физических процессов при работе ИППН показывает:

- ток отдельных преобразователей из-за относительно большой длительности паузы  $t_n$  по отношению к времени  $t_{и}$  будет достаточно пульсирующим,
- ток нагрузки  $i_H$  представляет собой сумму токов отдельных преобразователей, определяемых напряжением  $u_{H.ЭКВ.}$  с относительно малой длительностью паузы  $t_n$ , что обеспечивает допустимое сглаживание без установки дополнительного LC- фильтра в контуре формирования выходного напряжения.

### 5.3.1. Принцип работы и выбор широтно-импульсного преобразователя

Широтно-импульсные преобразователи (ШИП) находят применение в электроприводах мехатронных систем благодаря их высоким динамическим и энергетическим свойствам. Основой ШИП также является силовой ключ (КУ), который коммутирует напряжение источника питания на нагрузку, регулируя напряжение, например, на якоре двигателя постоянного тока (ДПТ) (рис. 5.10). Оптимальным ключом для преобразователя служит полностью

управляемый силовой полупроводниковый прибор (СПП), шунтируемый быстродействующим диодом. К таким приборам относятся биполярные и полевые транзисторы, запираемые сигналом управления, тиристоры и гибридные интегральные модули на их основе. По способу управления ключами КУ1- КУ4 схемы ШИП разделяют на схемы с симметричным, несимметричным и с поочередным управлением [5,8].

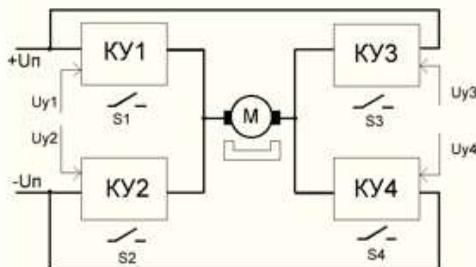


Рис. 5.10. Упрощённая принципиальная схема ШИП: КУ1 – КУ4 (соответственно S1-S4) – силовые ключи,  $U_{y1} - U_{y4}$  – сигналы управления

В зависимости от способа управления ШИП к якорю ДПТ (нагрузке) прикладывается однополярное (или разнополярное) импульсное напряжение. Среднее значение ЭДС преобразователя  $E_d$  (или напряжение на якоре  $U_{я}$ ) для симметричного управления ( $\gamma = 0.5$ ) равно  $E_d = U_n (2\gamma - 1)$ , для несимметричного и поочередного управления  $E_d = U_n \gamma$ , где  $\gamma$  – задаваемое СУ значение коэффициента заполнения импульсов из диапазона  $\gamma = 0 - 1$  (рис.5.11). Так как коммутация КУ происходит не мгновенно, а занимает некоторый интервал времени, то практически  $\gamma_{max} < 1$  и устанавливается с помощью системы управления обычно на уровне  $\gamma_{max} = 0.85 - 0.9$ , чему соответствует максимальное выходное напряжение преобразователя, равное  $E_{d\ max} = (0.85 - 0.9)U_n$ , где  $U_n$  – напряжение источника питания. Если КУ выполнены на однооперационных тиристорах, то для их полной управляемости часто используют узлы принудительной коммутации [30,40], включающие в себя конденсаторы, дроссели, диоды и вспомогательные тиристоры. Их работа в большинстве случаев основана на использовании заряженного конденсатора, подключаемого параллельно коммутируемому тиристоры или последовательно с ним. Такие схемы принудительной конденсаторной коммутации могут быть одно- и двухступенчатыми. Схемы с двухступенчатой коммутацией

позволяют выключать ранее работавший тиристор независимо от того, включается или нет следующий тиристор. Такие схемы обеспечивают более гибкое управление работой переключающих устройств. Известные схемы коммутационных узлов подразделяются также на схемы с параллельной и последовательной коммутацией [57, 100].

В справочной литературе по преобразовательной полупроводниковой технике [13,17,57] КУ на принципиальных схемах, как правило, не указываются. При этом считается, что тиристоры с узлом принудительной коммутации в схемах переключателей и устройств с ними являются полностью управляемыми, а время переключения СПП в схемах таких переключателей принимается условно равным нулю.

Преимуществом применения ШИП, построенных на двухоперационных тиристорах, является снижение габаритных размеров и массы силовых элементов энергетического канала ЭП по сравнению с двигателями, работающими с другими видами преобразователей, например, с управляемыми выпрямителями (УВ) благодаря меньшим пульсациям тока в якоре ДПТ [86]. Причем увеличение массы двигателей  $\Delta m_{дв}$ , работающих в системе «ШИП-ДПТ», для различных типоразмеров составляет от 0.5 до 3.2%; для тех же двигателей, работающих в приводах с шести импульсными тиристорными выпрямителями УТВ – от 4.7 до 45%, а для трёхимпульсных УТВ – от 11 до 100% [17, 29]. Применяемые в современных системах «ШИП-ДПТ» якорные сглаживающие реакторы также существенно меньше по массе (в 3-4 раза), чем реакторы, используемые в шестиимпульсных УТВ [101]. Важным техническим показателем системы «ШИП-ДПТ» является высокое быстродействие при отработке управляющих и возмущающих воздействий (рис. 5.11). При частоте коммутации  $f_k = 4-5$  кГц реально достижимая полоса пропускания контура тока в 2-2.5 раза превышает полосу пропускания в сравнении со схемами с шестиимпульсным управлением от УТВ.

Таким образом, система «ШИП-ДПТ» позволяет осуществить заметную экономию массы исполнительных двигателей и расход соответственно меди и электротехнической стали. Высокое быстродействие приводов системы «ШИП-ДПТ» способствует увеличению добротности проектируемой МС, повышению её производительности. Поэтому применение ШИП с более высокой частотой коммутации  $f_k$  позволяет сократить потери в двигателе и

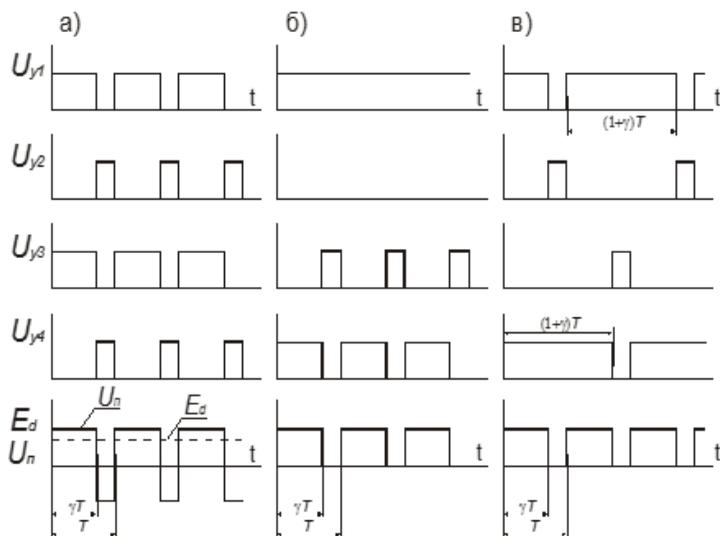


Рис. 5.11. Диаграммы напряжений ШИП: *а* – симметричное; *б* – несимметричное; *в* – поочерёдное управление;  $T$  – период коммутации,  $\gamma$  – коэффициент заполнения

уменьшить габариты сглаживающего реактора, а также время нарастания тока якоря и повысить скорость двигателя, что сказывается положительно на качественных характеристиках управления МС.

### 5.3.2. Составные транзисторы и схемы включения в силовых устройствах

Для увеличения тока нагрузки  $I_n$  (тока  $I_a$  якоря ДПТ), усиления мощности преобразования электроэнергии электронные узлы, в частности, ключи КУ1- КУ4 в схеме ШИП (см.рис.5.10), выполняют с применением составных транзисторов или параллельного включения транзисторов (рис. 5.12). Для этого необходимо определиться с типом транзистора и с учетом его характеристик, параметров произвести расчет числа силовых транзисторов; частоты их ШИМ; схемы преобразования цифрового (или аналогового) сигнала управления в управляющие импульсы силовых транзисторов  $VT_1, VT_2 \dots VT_n$ . Каскад транзисторного КУ, работающего в ШИП от источника постоянного напряжения  $U_n$ , часто выполняют по мостовой схеме с использованием транзисторов разного типа проводимости р-п-р или п-р-п. Иногда в плечах моста используют составные транзисторы, собранные по схеме Дарлингтона [52],

представляющей собой соединение двух биполярных транзисторов, например, управляющий VT1 и выходной VT2.

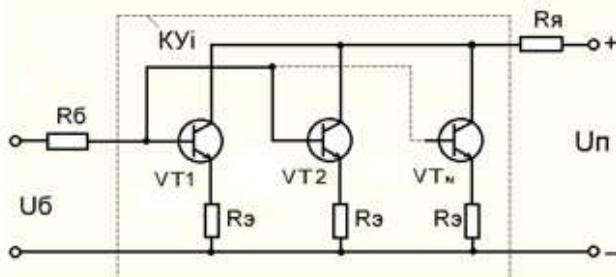


Рис. 5.12. Схема параллельного включения транзисторов

В составном транзисторе коллекторы соединены вместе, входом является база VT1, а эмиттером - эмиттер VT2. Такой транзистор функционально соответствует одному транзистору с высоким результирующим коэффициентом передачи тока, равным произведению коэффициентов передачи входящих в него транзисторов:

$$h_{21Э} = h_{21Э1} + h_{21Э2} + h_{21Э1} \cdot h_{21Э2} \approx h_{21Э1} \cdot h_{21Э2} \approx \beta_1 \cdot \beta_2, \quad (5.9)$$

где:  $h_{21Э}$  - коэффициент передачи тока транзистора с ОЭ. В справочниках приводятся коэффициенты передачи тока:  $\alpha$  - коэффициент передачи тока транзистора в схеме с ОБ;  $\beta$  - коэффициент передачи тока транзистора в схеме с ОЭ. Следует иметь в виду, что  $\alpha = h_{21Б}$  и  $\beta \approx h_{21Э}$ .

Для повышения стабильности работы эмиттерные переходы транзисторов VT1, VT2 шунтируют резисторами:  $R_{6Э1} \approx 1 \dots 10$  кОм  $R_{6Э2} \approx 25 \dots 300$  Ом, снижающими рост тока утечки при повышенных температурах эксплуатации ЭУ [52]. Внутренняя структура составных транзисторов технологически изменяется в зависимости от области их применения и требований к характеристикам ЭУ. Резисторы  $R_{6Э1}$ ,  $R_{6Э2}$  в некоторых транзисторах могут отсутствовать (например, у 2SB880, 2SD688, 2SD1190 и др.), может быть только резистор  $R_{6Э1}$  (например, у RCA9203, 2SD1088, 2SD1410 и т.д.). Производятся также транзисторы, в которых между коллектором и эмиттером выходного транзистора включается диод (например, у KT825, 2N6050, TIP110), защищающий транзистор от перенапряжений и обратных токов при работе на индуктивную нагрузку, при ошибочном включении напряжения другой полярности [Нефед].

Составные транзисторы широко применяются в стабилизаторах напряжения непрерывного и импульсного действия, схемах управления двигателями, в усилительных и преобразовательных устройствах М и РТС. Следует отметить также, что напряжение насыщения составного транзистора больше, чем у автономного, что приводит к увеличению потерь электрической мощности в силовой цепи. С целью уменьшения и потерь ток нагрузки составных транзисторов снижают по сравнению с предельно допустимым коллекторным током  $I_{к.маx}$ . При необходимости коммутации тока КУ, значительно превышающего ток коллектора  $I_k$ , силовые транзисторы в схеме включают параллельно (рис.5.12), где  $U_{б}$ -импульс управляющего напряжения цепи «база- эмиттер» с общим для всех транзисторов добавочным резистором  $R_б$ ;  $R_э$  - резисторы, служащие для выравнивания токов каждого из транзисторов. Из-за различия коэффициентов усиления по току  $\beta$  степень насыщения параллельно включенных транзисторов отличается, что сопровождается неравномерностью запираения: наиболее насыщенный транзистор запирается дольше и через него проходит полный ток нагрузки. Для выравнивания времени процесса запираения все базы транзисторов соединяют параллельно (без разделения их резисторами), при запираении транзисторов цепи их баз «закорачивают». Разработаны и другие способы включения транзисторов: подбор транзисторов по  $\beta$  и включение дросселей (насыщения) в эмиттерные цепи с шунтированием их импульсными диодами. Для случая включения транзисторов в схеме (см.рис.5.12) число параллельно включенных транзисторов  $N$  можно рассчитать по формуле:

$$N \geq I_{я.маx} / \delta \cdot I_{к.маx}, \quad (5.10)$$

где  $I_{я.маx}$  - максимальный ток якоря двигателя;  $I_{к.маx}$  - максимальный допустимый ток коллектора одного транзистора, принимается из условия  $I_{к.маx} < I_{к.доп.}$ ;  $\delta$  - коэффициент ослабления коллекторного тока, который при расчетах принимается в широких пределах от 0,12-0,3 до 0,7 [50,52] в зависимости от назначения и режима работы КУ.

Резистор  $R_э$  в цепи эмиттера транзистора выполняет стабилизацию режима за счет отрицательной обратной связи (по постоянной составляющей тока  $I_э$ ), изменяет напряжение смещения между базой и эмиттером  $U_{бэ}$ , прикрывая транзистор. В результате ток покоя коллектора  $I_{к0}$  возрастает во много раз меньше, чем без применения режима стабилизации. Значение  $R_э$  можно определить из соотношения:

$$R_3 \geq U_3 \cdot N / I_{я, \max}, \quad (5.11)$$

где  $U_3$  - падение напряжения на резисторах  $R_3$ , которое принимают равным 0,2-0,3В, чтобы разброс коллекторных токов через параллельно включенные транзисторы не превышал 20 % [41]. Для уменьшения тепловых потерь расчетное значение  $R_3$  принимают в диапазоне  $R_3 \approx 0,03 \dots 0,2$  Ом. Значение тока якоря  $I_{я, \max}$  принимают в зависимости от типа и мощности двигателя:

1.  $I_{кз} \cdot 1,8$  - для двигателей, допускающих реверсирование на ходу (в схемах приводов МС в режиме противовключения);
2.  $I_{кз} = U_{ном} / R_я$  - для двигателей, допускающих прямой пуск;
3.  $I_{ном} \cdot \gamma$ , где  $\gamma = 2..3$  - кратность пускового тока двигателей повышенной мощности (более 10 кВт).

Входное базовое сопротивление  $R_6$  в схеме ориентировочно можно определить из соотношения:

$$R_6 \leq \beta \cdot U_6 N / I_{я, \max}, \quad (5.12)$$

где  $\beta$  - коэффициент усиления по току транзистора,  $U_6$  - напряжение управляющего импульса для цепи «база-эмиттер», необходимое для открытия транзистора. На рис. 5.13 приведена принципиальная схема ключа (а) с управляющим VT1 и силовым VT2 транзисторами одного типа проводимости. При проектировании схем устройств преобразования и регулирования электроэнергии применяют ключевые элементы, построенные на транзисторах с разными типами проводимости. На рис.5.13,б приведены графические зависимости изменения напряжений  $U_1$  и  $U_2$  в переходных процессах цепи «коллектор – эмиттер» (транзистора КТ-825 при коммутации тока 5 А [52]).

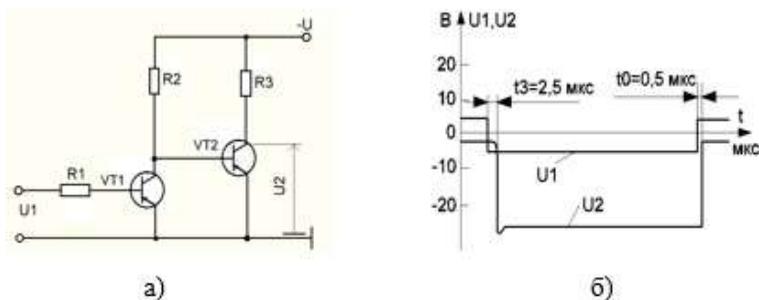


Рис.5.13. Схема управления транзисторным ключом (а) и осциллограммы переходных процессов (б)

Анализ осциллограмм показывает, что такая схема ключа

обеспечивает минимальное время  $t_3$  запираания транзистора  $t_3 = 2,5$  мкс, что обусловлено тем, что при переходе из режима насыщения в режиме отсечки силовой транзистор VT2 шунтирован насыщенным управляющим транзистором VT1. Поскольку управляющий транзистор VT1 коммутирует меньший ток и обладает большим быстродействием, чем силовой транзистор VT2, то переходный процесс в нем заканчивается существенно быстрее, чем в силовом. Поэтому такая схема находит широкое применение при построении силовых ключевых устройств М и РТС. Выбор частоты  $f_k$  коммутации КУ связан с анализом компонентов RLC - схемы, их соотношением и параметрами контура нагрузки (например, для ДПТ:  $R_{я}$ ,  $L_{я}$ ,  $T_{я}$ ), а также частотными характеристиками применяемых транзисторов.

## 5.4. Выпрямительные электронные устройства

Выпрямительные электронные устройства (ВЭУ) широко используются в МС в качестве преобразователей переменного тока в постоянный, что обеспечивает, например, возможность подключения электромеханического преобразователя (ЭМП) постоянного тока привода МС к источнику энергии - сети переменного тока с целью приведения ИМ (РО) в движение в процессе работы МС. Многообразие ВЭУ с различными техническими характеристиками находит применение практически во всех сферах деятельности человека: на транспорте (железнодорожном и городском), в промышленном производстве и технологических комплексах, в устройствах связи и телевидения, в медицинских приборах и бытовой технике и т. д. ВЭУ различаются по: мощности, схемотехническим решениям, уровням первичного и вторичного напряжений, качеству и показателям преобразования электроэнергии и др. В общем случае ВЭУ- достаточно сложные преобразователи переменного напряжения в постоянное и состоят из блоков СПП, трансформаторов (не всегда), LC и C - фильтров, а также микроэлектронных устройств (элементов) управления, защиты и сигнализации. ВЭУ выполняются на основе неуправляемых и управляемых полупроводниковых приборов и могут быть соответственно неуправляемыми и управляемыми. При проектировании МС с использованием ВЭУ приходится учитывать особенности последних: наличие высших гармоник в кривой выпрямленного тока, зависимость показателей выпрямления от принципиальной электрической схемы ВЭУ, влияние совместно работающих ВЭУ и ЭМП

(например, ДПТ) на питающую сеть, а также в целом на систему управления с встроенными микроэлектронными устройствами.

ВЭУ, структурная схема которого приведена на (рис.5.14), обеспечивает постоянное напряжение на нагрузке (Н) и состоит: из силового трансформатора (ТС), вентильного блока (ВБ), сглаживающего фильтра (Ф), а также элементов системы управления, защиты и сигнализации, не показанных на схеме. Здесь трансформатор осуществляет согласование входного  $U_1$  и выпрямленного  $U_n$  напряжений, преобразование числа фаз источника переменного тока к числу фаз ВЭУ, а также осуществляет гальваническую развязку входной цепи ВЭУ от выходной цепи - нагрузки (Н).

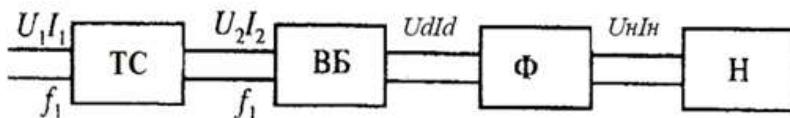


Рис. 5.14. Структурная схема ВЭУ

Улучшенные характеристики СПП позволяют разрабатывать и изготавливать высоковольтные инверторы, работающие на высокой частоте и при непосредственном выпрямлении напряжения сети. В этом случае используются бестрансформаторные схемы выпрямления, в которых вентильный блок (ВБ) присоединяется непосредственно к первичной питающей сети  $U_1$ . При использовании многофазных (чаще всего трехфазных) схем выпрямления уровень пульсаций естественно снижается, а условия работы фильтра  $\Phi$  и его параметры значительно облегчаются. На рис.5.15 приведена схема ВЭУ, наиболее распространенная для питания оперативных цепей СУ при невысоких требованиях к качеству выходного выпрямленного напряжения. Первичные обмотки трехфазного силового трансформатора ТС могут соединяться по схеме «звезда» или «треугольник» при необходимости согласования напряжений  $\sim U_c$  и  $U_n$ . Широко распространены также и однофазные схемы питания ВЭУ [54].

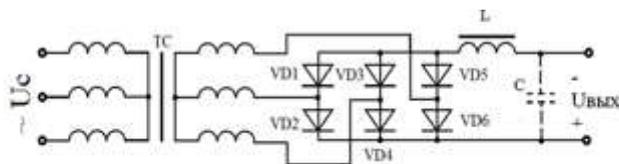


Рис. 5.15. Схема трехфазного выпрямителя с LC - фильтром

Полупроводниковые выпрямители можно классифицировать по ряду признаков, в частности [20]:

- по выходной мощности (маломощные - до 600 Вт, средней мощности - до 100 кВт, и большой мощности - более 100 кВт);
- по числу фаз источника (однофазные, многофазные);
- по пульсности ( $p$ ) выпрямителя, определяемой числом полупериодов протекания тока во вторичной обмотке трансформатора за полный период напряжения  $U_1$ .

Существуют и другие классификационные признаки полупроводниковых выпрямителей [29], позволяющие различать низкочастотные (промышленной частоты 50 Гц) и повышенной частоты (400, 1000 Гц и более), импульсные и др. Расчет выпрямителя обычно сводится к выбору схемы выпрямления, типа диодов, определению электромагнитных нагрузок на обмотках трансформатора, диодах и элементах сглаживающего фильтра, а также энергетических показателей [30]. Выбор схемы выпрямителя зависит от ряда факторов, которые должны учитываться в зависимости от требований, предъявляемых к выпрямительному устройству по качеству выпрямленного напряжения  $U_{\text{вых}}$ . Важнейшим параметром при расчете выпрямителя является *коэффициент использования трансформатора по мощности*, который определяется из выражения:

$$K_{\alpha} = \frac{P_d}{S_{\text{заб}}} = \frac{2U_d I_d}{(U_1 I_1 + U_2 I_2)} \quad (5.13)$$

Где  $U_d$ ,  $I_d$  - средние значения выпрямленного напряжения и тока,  $U_1$ ,  $I_1$  - действующие значения первичного напряжения и тока,  $U_2$ ,  $I_2$  - действующие значения вторичного напряжения и тока. При увеличении коэффициента использования трансформатора габариты выпрямителя в целом уменьшаются, а коэффициент полезного действия возрастает. Фильтр  $\Phi$  (по принципу работы) может быть пассивным или активным, схемотехническое

решение которого зависит от мощности и требований к фильтрации выпрямленного напряжения [30]. В общем случае фильтр может содержать: конденсатор  $C$ , индуктивность  $L$ , или их сочетание в виде Г-образного или П-образного LC - фильтра. Для маломощных фильтров часто используют схемы, выполненные на транзисторах или операционных усилителях с частотно-зависимыми обратными связями [31].

По числу фаз питающего напряжения ВЭУ разделяют на однофазные и многофазные. Последние находят преимущественное применение, поскольку обеспечивают равномерную нагрузку фаз сети и меньшие пульсации тока нагрузки при минимальной расчетной мощности трансформатора и параметров LC - фильтра. В системах небольшой мощности используют однофазную нулевую (рис. 5.16,а) и мостовую (рис. 5.16,б) схемы выпрямления, выполненные на диодах., например, полууправляемого (рис. 5.17) или полностью управляемого тиристорного моста [31].

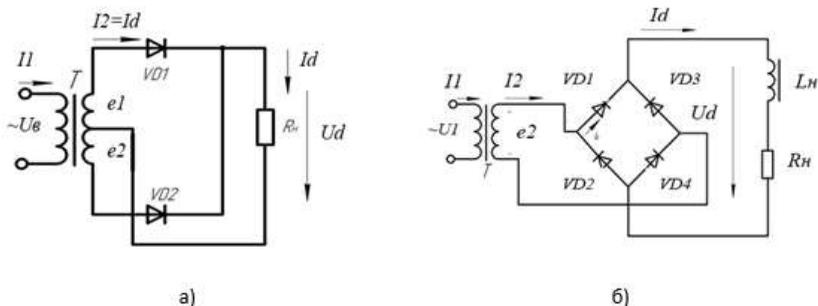


Рис.5.16. Схемы однофазного выпрямителя: со средней точкой (а) и мостового (б)

Для уменьшения потерь в схемах выпрямления низких напряжений и токах нагрузки (десятки ампер) устанавливают диоды Шоттки [39] с прямым падением напряжения 0,3 - 0,5 В и временем переключения до 100 пс. Несмотря на увеличение числа диодов вдвое в мостовой схеме предпочтение отдается обычно последней из-за относительно меньшей массы магнитопровода трансформатора Т [57]. Широко применяются также однофазные ВЭУ с бестрансформаторным входом и с многократным преобразованием энергии, нерегулируемые (на диодах) и регулируемые с использованием тиристоров.

Управление тиристорами VS1, VS2 в схеме выпрямителя В1 (с диодами VD1, VD2) осуществляется от блока управления БУ1 при изменении угла

управления  $\alpha$ , что позволяет обеспечить необходимый диапазон регулирования выпрямленного напряжения на емкостном фильтре  $C1$ . Посредством блока управления (БУ2) преобразователя П можно поочередно управлять попарно транзисторами  $VT1$  и  $VT4$ ,  $VT3$  и  $VT2$  и т. д. При этом на первичную обмотку  $W1$  высокочастотного трансформатора  $T$  подаются разнополярные импульсы напряжения (с частотой 5 - 30 кГц и более), что обеспечивает трансформацию напряжения на вторичных обмотках  $W2$  с нулевым выводом. Причем с повышением частоты тока в обмотке  $W2$  резко улучшаются массогабаритные показатели трансформатора  $T$ ,  $LC_2$  - фильтра выпрямителя  $B2$ , выполненного на диодах  $VD3$ ,  $VD4$  по двухтактной схеме.

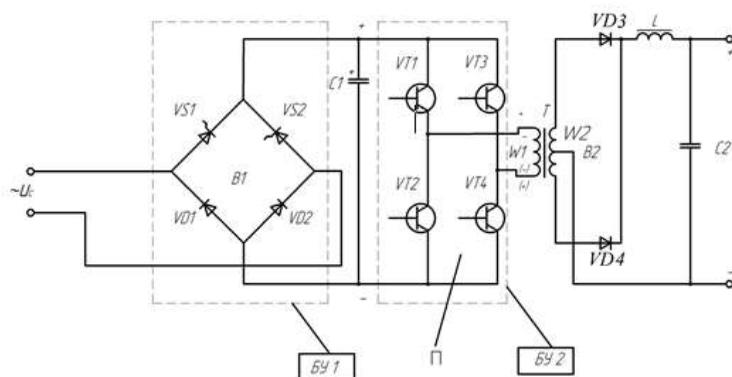


Рис. 5.17. Выпрямительное электронное устройство с многократным преобразованием электрической энергии

К недостаткам ВЭУ с многократным преобразованием энергии относят повышенные потери, снизить которые можно с использованием современной элементной базы СПП и новых схемотехнических решений преобразователя.

Так, в современных ВЭУ (схемы AC/DC) широко используют синхронные управляемые выпрямители на полевых транзисторах (или IGBT) [57] с падением напряжения на участке «исток-сток» (И-С) не более (0,1-0,15 В) в открытом состоянии. Выпрямительные устройства средней и большой мощности обычно выполняются с использованием управляемых тиристоров. Работа управляемых ВЭУ имеет особенности, возникающие из-за импульсного управления и, следовательно, прерывистого характера работы тиристоров, транзисторов и протекающих токов, зависящих от характера нагрузки. Включение тиристора  $VS1$  (или  $VS2$ , см. рис.

5.17.) осуществляется управляющим импульсом на УЭ при угле  $\alpha$ , называемом углом управления. Для случая естественного отпирания тиристора VS1 значение угла управления соответствует углу  $\alpha = 0$ , а при  $\alpha = \pi$  тиристор VS1 запирается отрицательной полуволной переменного напряжения и ток через него не протекает. Во втором полупериоде питающего напряжения управляющее устройство БУ1 включает тиристор VS2 и процесс повторяется. В общем случае, параметры регулируемых выпрямителей (выходные напряжения, токи фаз, пульсации и др.) зависят от угла управления  $\alpha$ , числа фаз выпрямителя  $m$ , емкости конденсатора фильтра C1, а также от соотношения и величин активных и индуктивных сопротивлений в цепях фаз. Электромагнитные процессы в силовом контуре могут протекать с прерывистыми и непрерывными токами, появление которых также определяется соотношениями активно-индуктивной нагрузки, значениями емкости C1 и угла управления  $\alpha$  [28, 29].

В настоящее время созданы на базе современных полупроводниковых приборов (СПП) высоконадежные мощные источники электропитания (от 0,3 до 100 кВт и более) модульного исполнения с корректором коэффициента мощности (ККМ) [18, 19, 20], коэффициент полезного действия ( $\eta$ ) которых достигает значений 0,98- 0,99. Такие электронные устройства в режиме преобразования работают на частотах от 10 до 200 кГц и более без сетевого трансформатора (Т), что позволяет значительно уменьшить массогабаритные показатели всего ЭУ и суммарные потери преобразования электроэнергии.

#### **5.4.1. Особенности построения и работы синхронных выпрямителей**

Обычно выпрямители напряжения выполняют на диодах, падение напряжения на которых под током зависит от материала, типа диода и лежит в пределах 0,5... 1,5 В. Если ток нагрузки составляет десятки ампер и более, то в компонентах выпрямителя рассеивается и теряется достаточно большая мощность. Для снижения мощности потерь используют управляемые синхронные выпрямители, обладающие рядом преимуществ по сравнению с обычным включением диодов. Так, диодный выпрямитель прямоугольного напряжения, выполненный на теоретически идеальных диодах, не может иметь КПД выше 94,6%, если напряжение на нагрузке равно 5В. Такой же выпрямитель на реальных диодах с падением напряжения 0,8 В не позволяет получить КПД выше

86.2%, а с диодами Шоттки (при падении напряжения 0.5 В и менее) - КПД может составить уже более 0.91. Применение синхронного выпрямителя (СВ) на полевых МДП - транзисторах с падением напряжения 0.1...0.2 В повышает КПД до 0.962 и более. Если на затворы транзисторов подаются сигналы управления от выпрямляемого напряжения, то такой управляемый выпрямитель называется синхронным. Существуют различные варианты синхронных выпрямителей [25], построенных с учетом таких требований к прибору:

- прибор должен быть полностью закрыт при нулевом потенциале затвора или при подаче на затвор запирающего потенциала;
- сток и исток прибора должны быть взаимозаменяемыми, т.е. прибор должен отпираться в обратном направлении так же хорошо, как и в прямом.

По способу управления схемы СВ с полевыми транзисторами делятся на две группы:

- с управлением по цепи затвор - исток:
- с управлением по цепи затвор - сток:

На рис. 5.18,а приведена схема включения транзисторов в СВ с управлением по цепи «затвор-исток» при напряжении на вторичных обмотках трансформатора  $w_1$  и  $w_2$  более 15 В. При этом для управления транзисторами VT1 и VT2 используется напряжение, наводимое в обмотках  $w_1^1$  и  $w_2^2$ .

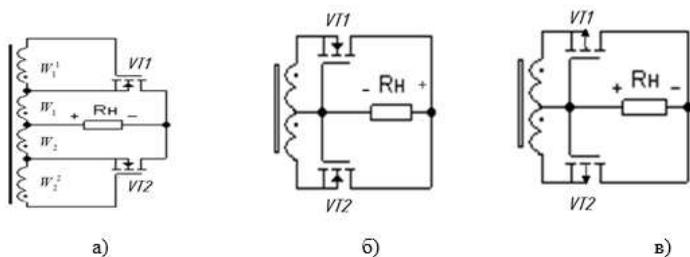


Рис. 5.18. Включение транзисторов в схеме СВ при управлении по цепи «затвор - исток»: прямого с *n* - канальным [(а) и (б)], инверсного включения *p* - канальным (в) транзисторами

Для случая, когда выпрямленное напряжение составляет 10...15 В, схема управления СВ несколько упрощается (рис. 5.18,б,в) и зависит от значения напряжения  $U_{зи\text{нас}}$ . Следует отметить, в случае смены полярности стокового напряжения линейность сопротивления (или проводимости) полевого транзистора

не нарушается, поэтому транзистор можно использовать, как переменный электрически управляемый линейный резистор для постоянного и переменного токов. При проектировании переключающих устройств различных преобразователей необходимо учитывать также, что входные ёмкости полевых МДП - транзисторов (ПТ) больше выходных, но значительно меньше чем у соответствующих биполярных транзисторов, что можно подтвердить, например, параметрами транзисторов:  $C_{вх}$  у транзистора КТ908 соответствует значению  $C_{вх} = 10\text{нФ}$ , а для транзистора типа 2П904  $C_{вх}$  составляет менее 200 пФ. Естественно, разброс параметров транзисторов и других комплектующих изделий следует учитывать при проектировании схем СВ. Для высокочастотных преобразователей, например, характеристики переключения транзисторов измеряются долями и единицами наносекунд, что на один - два порядка выше быстродействия биполярных транзисторов. В практике проектирования СВ чаще используют схемы инверсного включения транзисторов. При работе СВ на нагрузку с ёмкостной реакцией необходимо управление транзисторами осуществлять в зависимости от зарядного тока, что позволяют схемы с трансформатором тока (с инверсным включением транзисторов и управлением по цепи «затвор - исток») [23,24]. Ниже рассматривается двухполярный СВ (удвоитель напряжения) на основе электронных ключей, выполненных на полевых транзисторах (рис.5.19.) , падение напряжения на которых в открытом состоянии составляет не более десятков милливольт. На схеме показано, что защитные диоды (VD5, VD6, VD7, VD8) размещенные внутри полевых транзисторов, включены катодом к стоку. Если во время появления полуволны сетевого напряжения ( $\sim U_c$ ) присутствует "+" на нижнем выводе вторичной обмотки трансформатора Т1, то ток проходит через замкнутую цепь: резистор R6, стабилитрон VD3, защитный диод (VD5)



Светодиоды оптронах VU1.1 и VU1.2 включены встречно-параллельно, поэтому отрицательная полуволна вторичного напряжения аналогично управляет работой нижнего электронного ключа. В этом случае ток нагрузки протекает через вторую половину нагрузки  $R_{н2}$ . Установленные (быстродействующие) диоды VD5...VD8 защищают транзисторы VT1, VT2 и VT3, VT4 от всплесков коммутационных перенапряжений, возникающих при индуктивной нагрузке. При выборе транзисторов по напряжению необходимо учитывать, что в процессе работы на них действует удвоенное выпрямленное напряжение. Сопротивления резисторов R1, R6, R7 рассчитывают в зависимости от напряжения на вторичной обмотке трансформатора T1 и значения допустимого тока стабилитрона VD3, VD4. Для указанного типа диодно-транзисторного оптрона (АОТ 101АС, предельная рабочая частота 10 кГц) ток светодиода не должен превышать 20 мА. Напряжение стабилизации стабилитронов VD3, VD4 составляет 12 В. Если использовать синхронный выпрямитель для выпрямления переменного напряжения меньше 12 В, нужно поставить стабилитроны с пониженным напряжением стабилизации, например, 5,6 В  $\{(1N4734A/DL4734A, U_{ст} = 5,6 \text{ В}; Z_{имп} = 45 \text{ Ом}; I \text{ ст. макс.} = 162 \text{ мА}); (BZV55C5V6, U_{ст} = 5,6 \text{ В}; Z_{имп} = 25 \text{ Ом}; I \text{ ст. макс.} = 70 \text{ мА})\}$ , а также выбрать ПТ, которые открываются при напряжении на затворе 2...5 В [22]. Такое схемотехническое решение СВ обеспечивает двухполупериодное выпрямление переменного напряжения с частотой пульсаций равной удвоенной входной частоте. Следует также отметить, что использование СВ при низких напряжениях всегда обеспечивает более высокий КПД в сравнении с аналогичным (по мощности) диодным схемотехническим решением выпрямителя.

## 5.5. Инверторные электронные устройства МС

Инверторные электронные устройства (ИЭУ) МС выполняются на основе управляемых полупроводниковых приборов (тириستоров или транзисторов) и используются в процессах преобразования постоянного тока в переменный. Термин «инвертор» происходит от лат. *invtrsisio* - переворачивание, перестановка. При инвертировании поток энергии меняет свое направление на обратное, т.е. поступает от источника постоянного напряжения в сеть переменного тока с постоянными или регулируемыми параметрами. По режиму работы ИЭУ подразделяются на ведомые и авто-

номные. Ведомым (зависимым) инвертором называется ИЭУ, частота переключения вентилялей и выходное напряжение которого соответствуют определенным параметрам, например, промышленной сети переменного тока ( $\sim U_c = 380 \text{ В}$ ,  $f_c = 50 \text{ Гц}$ ).

Управляемое ВЭУ электрической схемы (рис.5.20,а) можно перевести в режим ведомого инвертора, если в цепь нагрузки включить источник постоянного тока, например, электрическую машину постоянного тока (МПТ) (рис.5.20,б). Изменить направление передачи потока энергии в образовавшейся схеме, состоящей из двух преобразователей энергии (П1 и П2) и управляемого тиристора VS1, можно за счет инверторного режима работы системы. В рассматриваемой схеме преобразователь П1 является источником ЭДС  $e_1 = E_{1m} \sin \omega t$  и выпрямленного напряжения  $u_d$ , как зависимого параметра от угла управления  $\alpha$  тиристора VS1. Преобразователь П2 работает в двигательном режиме, потребляя электроэнергию, как электромеханический преобразователь (ЭМП), а его противо-ЭДС ( $E_a$ ) направлена навстречу напряжению  $U_d$ . Тогда значение тока  $I_d$  можно определить из уравнения:

$$I_d = \frac{U_d - E_a}{R}, \quad (5.14)$$

где  $R$  - суммарное активное сопротивление контура тока якоря ДПТ. В этом случае тиристор VS1 работает в выпрямительном режиме: преобразователь П1 является **источником** электроэнергии, а преобразователь П2 – **потребителем**.

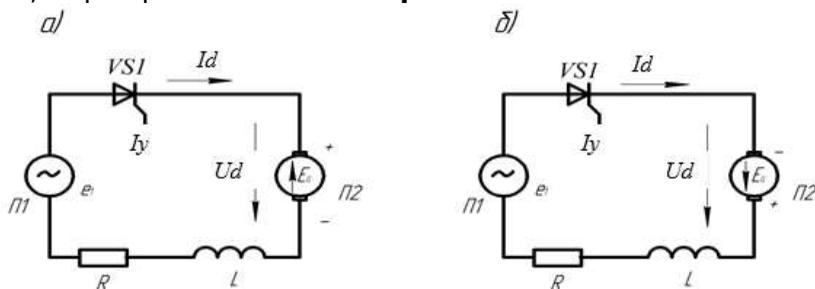


Рис. 5.20. Инверторный режим в схеме с управляемым тиристором

Если якорь преобразователя П2 вращать за счет внешнего момента на валу (или кинетической энергии движения МС) при изменении полярности противо - ЭДС МПТ, как показано на рис. 5.20,б, то преобразователь П2 переходит в генераторный режим,

когда  $E_a > e_1$  и напряжения находятся в противофазе. При подаче управляющего импульса ( $\alpha > \pi/2$ ) на УЭ тиристора VS1 обеспечивается прохождение тока  $i_d$  через тиристор с момента времени, задаваемого углом управления  $\alpha$ , сначала под действием положительного напряжения  $U_a(t)$ , а затем под действием ЭДС  $e_1$ , что обуславливает протекание тока через П1 при встречных направлениях  $I_a$  и  $e_1$ . Это означает, что преобразователь П2 перешел в режим работы **источника** электроэнергии, а П1 - в режим **потребителя**, тиристор VS1 осуществляет режим инвертирования (преобразования) энергии.

Рассмотрим процесс перехода ВЭУ (рис. 5.21) в инверторный режим работы с двумя тиристорами VS1, VS2, включенного на якорную цепь МПТ, т.е. на контур с активно-индуктивной нагрузкой, когда:

$$\omega L \gg R, \quad (5.15)$$

где  $\omega = 2\pi f_c$  - угловая частота напряжения питающей сети,  $L = L_n + L_\alpha$  - суммарная индуктивность цепи якоря;  $R = R_n + R_\alpha$  - суммарное активное сопротивление цепи якоря и монтажного провода. Для схем выпрямления частота первой гармоники пульсации составляет:  $f_n = m f_c = m f_c n$ , где  $m$  - число фаз,  $n$  - частота первой гармоники пульсации. Для рассматриваемой схемы  $m = 2$  [29, 54], что обеспечивает непрерывный режим протекания выпрямленных токов при частоте первой гармоники ( $n=1$ ) равной 100 Гц.

Особенности выпрямительно-инверторного режима работы схемы (рис. 5.21) можно рассмотреть при  $\alpha < \pi/2$  (например,  $\alpha = \pi/4$ ) с учетом действия ЭДС  $E_a$  и среднего значения напряжения  $U_d$  на зажимах схемы:

$$U_d = U_{d0}(1 + \cos \alpha)/2, \quad (5.16)$$

где  $U_{d0} > U_a$  из-за падений напряжения на величину  $\Delta U_x = x_a \cdot I_d / n$  на внутренних сопротивлениях ВЭУ и трансформатора, т.е.:

$$U_a = U_{d0} - x_a \cdot I_d / n, \quad (5.17)$$

$x_a$  - индуктивное сопротивление контура коммутации тока. При  $\alpha = \pi/2$  величина  $U_{d0}$  уменьшается до нуля, с увеличением  $\alpha > \pi/2$  (например,  $\alpha = 135^\circ$ ) напряжения  $U_{d0}$  и  $U_d$  согласно (5.16) будут отрицательны. В этом случае при отрицательной полувольтне  $e_2$

ток  $I_d$  проходит через тиристор под действием ЭДС  $E_a$ . В результате ток в контуре проходит навстречу  $U_d$ , что свидетельствует о работе ВЭУ в инверторном режиме, т.е. в этом случае источником электроэнергии является ЭМП постоянного тока (МПТ), вращаемый первичным двигателем. Вырабатываемая ЭМП - генератором энергия постоянного тока с помощью тириستоров, рабо-

тающих в инверторном режиме, передается через трансформатор Т в первичную сеть напряжения  $U_1$  переменного тока. При рассмотрении электромагнитных процессов, протекающих в ИЭУ, используются понятия, отличные от применяемых для ВЭУ: вместо угла управления  $\alpha$  применяют угол  $\beta = \pi - \alpha$ , называемый углом опережения; ЭДС -  $E_d$  является противо-ЭДС инвертора и обозначается  $E_{d\beta}$ .

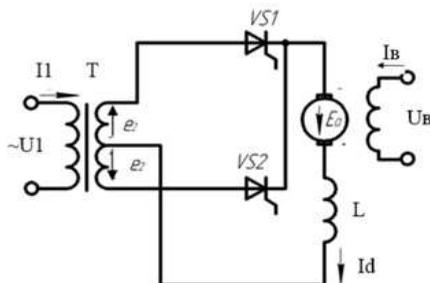


Рис. 5.21. Схема реализации процесса инвертирования при наличии ЭДС вращения в контуре преобразования

В этом случае выражение для регулировочной характеристики ведомого сети инвертора, если, вместо  $\alpha$  подставить его выражение через  $\beta$ , т. е.  $\alpha = \pi - \beta$ , можно записать в виде:

$$E_{d\beta} = E_{d0} \cos \beta \tag{5.18}$$

Подробную информацию по работе ИЭУ, описание переходных процессов можно найти в источниках [29,54].

### 5.5.1. Автономные инверторы

В автономном ЭИУ частота переключения вентиляей, параметры формируемого (выходного) напряжения программно задаются и поддерживаются на нагрузке (приемнике) СУ с необходимой точностью. В качестве приемников могут быть различные исполнительные устройства переменного тока МС и промышленного (технологического) оборудования мощностью до 100 кВт и более. Такие ЭИУ часто называют также преобразователями частоты (ПЧ), принципы построения которых и особенности эксплуатации достаточно хорошо изложены в [10,17, 29].

По характеру протекающих в схеме электромагнитных процессов автономные инверторы подразделяются на инверторы тока

(АИТ), инверторы напряжения (АИН) и резонансные инверторы [25]. В ЭИУ в качестве источника энергии может быть использован как управляемый, так и неуправляемый выпрямитель. Особенностью принципа работы преобразователя с АИТ является то, что дросселем  $L$  большой индуктивности в звене постоянного тока придается основная функция сглаживания пульсаций выпрямленного тока (рис.5.22,а). В интервале между коммутациями ключевых элементов  $VS1...VS4$  ток в реакторе изменяется незначительно. В этом случае ключевые элементы АИТ изменяют направление тока в нагрузке (параллельное соединение  $Z_n$  и  $C_k$ ), а форма напряжения зависит от соотношения параметров нагрузки. Нагрузка таких схем носит, обычно, емкостный характер и перенапряжений на элементах схемы не наблюдается. В принципиальной электрической схеме (рис. 5.22,а) при большой индуктивности сглаживающего дросселя  $L$  тиристоры  $VS1...VS4$  переключают ток  $I_d$  в нагрузку, поступающей от источника  $U_d$ .

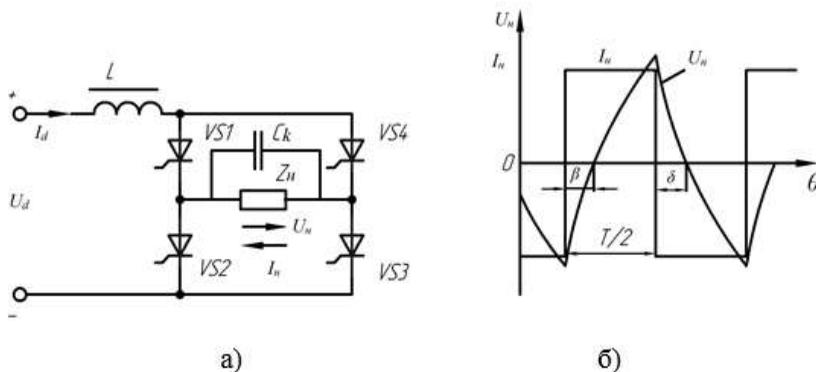


Рис. 5.22. Принципиальная электрическая схема АИТ (а) и диаграммы изменения тока и напряжения (б)

В схеме установлен конденсатор  $C_k$ , обеспечивающий запирающие свойства тиристоров и поддержание отрицательного напряжения на тиристорах, выходящих из работы, в течение времени, достаточного для восстановления их запирающих свойств, т.е. на угол  $\beta$  (рис.5.22,б). Для обеспечения функционирования АИТ контур с нагрузкой  $Z_n$  и конденсатором  $C_k$ , который обеспечивает реактивной мощностью активно-индуктивную нагрузку  $Z_n$ , должен

иметь в целом активно-емкостной характер, т. е. ток нагрузки  $i_n$  должен опережать напряжение на нагрузке  $u_n$  (рис. 5.21,б) на угол  $\beta$  (угол опережения). Здесь же угол  $\delta$  называют углом «погасания», который необходим для восстановления запирающих свойств тиристоров после их выключения, например, VS1, VS3 или VS2, VS4 [71]. Сохранение минимального значения угла  $\delta \approx 1^\circ$  эл. (при частоте коммутации 50 Гц,  $T = 0,02$  с) обеспечивает устойчивую работу ЭИУ на смешанную нагрузку [10,29,71,72].

На схеме АИН (рис. 5.23,а) установлены тиристоры VS1...VS4 с узлами искусственной коммутации (КУ), обеспечивающие полную управляемость тиристоров. Источником питания АИН является источник напряжения, т.е. источник с большим внутренним сопротивлением. Для снижения коэффициента пульсации и улучшения напряжения  $U_d$  на зажимы АИН включен конденсатор  $C_\phi$ , внутреннее сопротивление которого для высших пульсационных гармоник является незначительным.

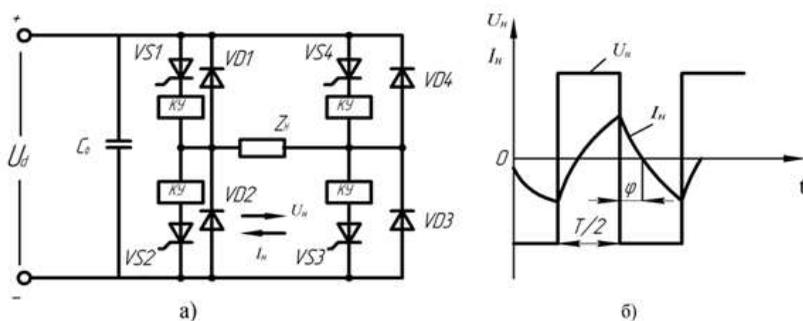


Рис. 5.23. Принципиальная электрическая схема (а) и временные диаграммы (б) однофазного АИН

При работе на активно-индуктивную нагрузку  $Z_n$  прохождение тока после включения тиристоров осуществляется через обратные диоды VD1...VD4, включенные параллельно тиристорам VS1...VS4 соответственно. При управлении тиристорами VS1...VS4 (с узлами принудительной коммутации КУ) по определенному алгоритму на выходе АИН можно получить напряжение ступенчато-прямоугольной формы (рис. 5.23, б) с формой тока, приближенной к синусоидальной. Исследования [11,25,29] показывают, что такие АИН могут устойчиво работать на любую нагрузку, включая и чисто индуктивную. Причем у АИН на нагрузке действует непо-

средственно напряжение источника ( $U_d \approx U_n$ ). Рассмотренная схема АИН с КУ может быть полностью построена на запираемых тиристорах, транзисторах (с добавлением некоторых защитных устройств от возможных коммутационных перенапряжений в схеме).

На рис. 5.24 приведены внешние характеристики АИТ и АИН. Характеристика АИН является жесткой и практически не зависит от значения тока и характера нагрузки. Анализ характеристики АИТ показывает на невозможность работы преобразователя при малых токах нагрузки, когда  $I_n \rightarrow 0$ , и наблюдается повышение напряжения на конденсаторе  $C_k > U_n$  (см.рис. 5.22), поскольку конденсатор  $C_k$  не имеет пути перезаряда и расчетный процесс коммутации тока в силовом контуре нарушается [10,11,29]. К недостаткам АИН следует отнести:

- необходимость в источнике питания с двусторонней проводимостью,
- возможность накопления энергии в коммутирующих контурах;
- высокая скорость изменения тока, проходящего через тиристоры;
- опасность возникновения (по сравнению с АИТ) больших токов в случае срыва инвертирования, так как в силовой цепи отсутствует дроссель  $L$ .

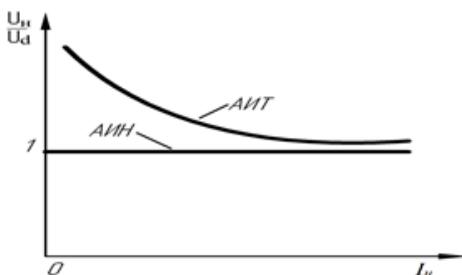


Рис. 5.24. Внешние характеристики АИН и АИТ

Из недостатков АИТ необходимо отметить: увеличенные масса и размеры дросселя в цепи источника постоянного тока [81,86], большая емкость коммутирующих конденсаторов, необходимая для компенсации индуктивной составляющей тока нагрузки; особенно при низкой частоте (так как емкость увеличивается обратно пропорционально квадрату частоты) [11,29]. К тому же, имеет

место сложность регулирования выходных параметров, обусловленная зависимостью выходного напряжения от сопротивления нагрузки, ее коэффициента мощности и выходной частоты. В АИТ существует зависимость времени выключения тиристорной силовой схемы от значения и характера нагрузки, а рекуперация энергии непосредственно в сеть (без применения дополнительных преобразователей) практически невозможна [11].

Несмотря на ряд недостатков в работе тиристорных АИН (и АИТ) схемотехнические решения указанных ЭУ постоянно совершенствуются и с развитием силовой электроники могут успешно применяться в МС широкого назначения и промышленной автоматике.

### 5.5.2. Особенности построения транзисторных преобразователей частоты

Современные АИН [4,8,10,11] выполняются на основе полностью управляемых силовых полупроводниковых приборов (IGBT, МСТ, GTO и их разновидности), способных выдерживать большие токовые перегрузки и напряжения. Под «транзисторами» в дальнейшем следует подразумевать обычные биполярные транзисторы, силовые полевые транзисторы и биполярные транзисторы с изолированным затвором (соответственно POWER MOSFET и IGBT - Insulated Gate Bipolar Transistor). К достоинствам IGBT относятся: высокая допустимая плотность тока, управление напряжением, как у МОП - транзисторов, низкие потери в импульсном режиме и практически прямоугольная область безопасной работы, исключающая необходимость формирования траектории переключения полупроводникового прибора. При необходимости упрочнения каскада преобразователя используют часто параллельное соединение транзисторов или гибридные модули [13].

Пример построения выходной части трехфазной мостовой схемы АИН на базе биполярных транзисторов представлен на рис. 5.25. Фазы обмоток «а», «b» и «с» статора АД включаются по схеме «звезда» или «треугольник» к выходным зажимам преобразователя (АИН). Классификационные признаки схемы - наличие емкостного входного фильтра С и включенных (параллельно – встречно) управляемым ключам VT1 ÷ VT6 диодов обратного тока соответственно VD1 ÷ VD6. Конденсатор фильтра является источником реактивной мощности, потребляемой АД, поскольку через него замыкается переменная составляющая входного тока инвертора. Емкость конденсатора, включенного на выходе фильтра,

должна рассчитываться из условия поддержания требуемого коэффициента сглаживания (пульсаций напряжения  $U_d$ ) и не превышения допустимого уровня пульсаций, обусловленных «сбросом» энергии из индуктивных элементов контура коммутации и нагрузки через «обратные» диоды инвертора [29].

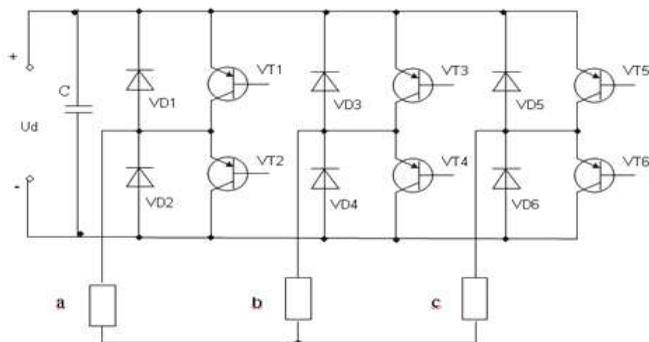


Рис. 5.25. Трехфазный мостовой инвертор напряжения на транзисторах

Силовая часть трехфазной мостовой схемы транзисторного преобразователя (рис.5.25) представлена в виде трех транзисторных стоек, в которых расположено по паре транзисторов соответственно VT1-VT2, VT3-VT4, VT5-VT6. За счет поочередного переключения ключей VT1 ÷ VT6 постоянное входное напряжение  $U_d$  преобразуется в переменное прямоугольно-импульсное выходное напряжение АИН. Мостовое соединение ключей позволяет получать двухполярное напряжение на фазных обмотках АД при однополярном источнике питания. Регулирование выходного напряжения АИН осуществляется двумя способами:

- амплитудным за счет изменения величины входного напряжения  $U_d$ ;

- широтно-импульсным за счет изменения алгоритма переключения вентилей VT1 ÷ VT6 в программе формирования напряжения  $U_{\text{вых}}$  АИН при  $U_d = \text{const}$ .

Через управляемые ключи VT1 ÷ VT6 схемы (рис. 5.25) протекает активная составляющая тока АД. Индуктивный характер нагрузки обуславливает параллельное подключение к основным ключам (транзисторам VT1 ÷ VT6) диодов VD1 ÷ VD6, обеспечивающих непрерывность протекания тока в переключаемой обмотке статора АД и возврат запасенной электромагнитной энергии из контура коммутации в конденсатор фильтра С.

Наиболее распространенными способами управления ключами инвертора являются такие способы, когда:

- транзисторы каждой стойки работают по полпериода в противофазе, т.е. имеет место  $180^\circ$  - я коммутация, т.е. угол открытия транзисторов  $\Theta$  составляет  $\Theta = 180^\circ$ .

- угол открытия транзисторов  $\Theta$  составляет  $120^\circ$  и  $150^\circ$ , т.е. имеет место  $120^\circ$  - я или  $150^\circ$ - я коммутация напряжения (тока) на фазе АД.

Если в основу деления инверторов положить структуру силовой цепи инвертора, то существующие способы управления ключами инвертора можно условно подразделить на два класса [10,11]: инверторы с постоянной и переменной структурами силовой цепи. Причем в схемах первого класса управляющие сигналы подаются на три силовых ключа, что подтверждает неизменность конфигурации силовой цепи АИН. Реализация соответствующих режимов работы АИН возможна при использовании двух типов алгоритмов управления ключевыми элементами: с однократным и многократным переключением каждого транзистора в течение периода работы, когда период повторяемости равен  $\pi$  рад. Диаграммы переключаемых напряжений, например, при  $120^\circ$  -й коммутации транзисторов приведены на рис. 5.26.

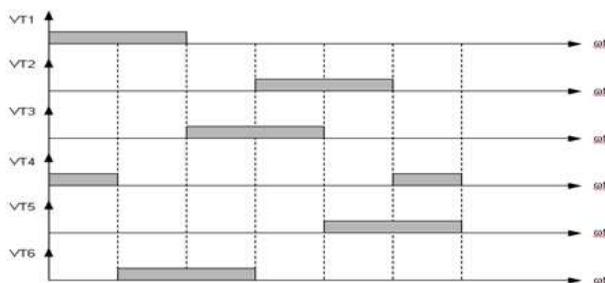


Рис. 5.26. Диаграммы напряжений при  $120^\circ$ -й коммутации транзисторов

При этом два транзистора каждой фазы (a, b, c) включаются поочерёдно со сдвигом по фазе на  $\pi$  рад, а интервал проводимости каждого вентиля при этом также составляет  $\pi$  рад. В этом случае последовательность управления ключами (рис.5.25) предполагается следующая: 1-6-3, 6-3-2, 3-2-5, 2-5-4, 5-4-1, 4-1-6.

В схемах второго класса число ключевых элементов может изменяться и составлять меньше трех, что также характеризует простейший способ управления транзисторными ключами АИН.

Изменение структуры силовой цепи инвертора наблюдается

при углах включения  $\Theta = 120^\circ$  (рис.5.27), когда последовательность переключения ключей такова: 1-6, 6-3, 3-2, 2-5, 5-4, 4-1 и  $\Theta = 150^\circ$ , если переключение осуществляется в такой последовательности: 1-6, 1-2-3, 6-3, 6-3-2, 3-2, 3-2-5, 2-5, 2-5-4, 5-4, 5-4-1, 4-1, 4-1-6. При разработке алгоритма управления ключами инвертора в каждый момент времени предполагается включение двух транзисторов (один из верхней, другой из нижней группы). В момент времени  $\pi/3 < \omega t < 2\pi/3$  включены транзисторы VT1 и VT6. При этом ток от источника будет положительным в фазе **a** (обмотки АД) и отрицательным в фазе **c**, если за «положительное» направление выбрано направление от начала фазы обмотки статора АД к общей точке звезды обмоток. При отключении фазы **c** транзистор VT6 закрывается, а диод VD5, к которому прикладывается ЭДС самоиндукции этой фазы, становится проводящим. Ток фазы **c** в этом случае будет спадать по контуру: VT1 – фаза **a** – фаза **c** – VD5. В подключаемой к источнику питания фазе **b** ток будет протекать через два транзистора: VT1- фаза **a** → фаза **b** - VT4. При этом электромагнитные процессы в системе по формированию импульсов повторяются в соответствии с алгоритмом переключения ключевых элементов и сдвигом во времени на  $1/3$  периода изменения ЭДС, т.е.  $120^\circ$ . На рис.5.27 приведено промежуточное состояние схемы АИН, построенной с использованием модулей 2, 3, 6 на базе IGBT- транзисторов. В процессе комбинационных переключений ключей

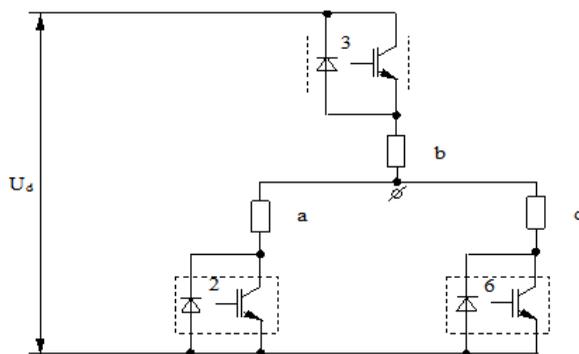


Рис.5.27. Рабочее состояние модулей 2, 3, 6 на периоде повторяемости

(модулей) 1-6 в течение каждого периода повторяемости одна из фаз нагрузки в схеме, также подключённая к одному из полюсов источника питания, оказывается последовательно соединённой с двумя другими фазами. Последние включены параллельно между

собой и присоединены к другому полюсу источника питания через модули на IGBT- транзисторах (рис.5.27) на периоде повторяемости, например, с рабочим состоянием модулей 2, 3, 6. Для проектируемого ЧУЭП МС может быть выбран любой способ (из рассмотренных простейших способов управления ключами АИН), исходя из особенностей работы ЭП при формировании вращающего момента на валу АД. Однако регулирование напряжения АИН для указанных способов возможно при наличии управляемого источника напряжения  $U_d$ .

### 5.5.3. Широтно-импульсный метод формирования напряжения инвертора

Автономный инвертор напряжения (АИН) с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) можно рассмотреть при работе эквивалентной схемы, приведенной на рис. 5.28,а. Здесь нагрузка  $Z_H$  включена в диагональ моста, выполненного с двумя источниками напряжения  $U_d/2$ , поочередно подключаемых верхним (1) и нижним (2) ключами к нагрузочному сопротивлению  $Z_H$  с высокой «несущей» частотой (или частотой коммутации) -  $f_K$  [4,11,103]. Если принять, что  $\Delta t_1$  (время нахождения верхнего ключа в положении 1) равно  $\Delta t_2$  - времени нахождения нижнего ключа 2 в замкнутом состоянии (рис.5.28,б) при разомкнутом верхнем ключе 1, то среднее напряжение на нагрузке  $Z_H$  составит:

$$U_{нс} = \frac{U_d}{2} \cdot \frac{\Delta t_1 - \Delta t_2}{\tau}, \quad (5.19)$$

где  $\tau = \Delta t_1 + \Delta t_2$  - период несущей частоты. Если при анализе выражения (5.19) положить  $f_K = const$  и менять соотношение между  $\Delta t_1$  и  $\Delta t_2$  в соответствии с синусоидальным законом:

$$\left( \Delta t_1 - \Delta t_2 \right) / \tau = \mu \cdot \sin \omega_S \cdot t, \quad (5.20)$$

то среднее значение  $U_{нс}$  на нагрузке будет изменяться также по синусоидальному закону:

$$U_{нс} = \frac{U_d}{2} \cdot \mu \cdot \sin \omega_S \cdot t, \quad (5.21)$$

Где  $\mu$  - коэффициент глубины модуляции, показывающий пределы изменения длительности интервалов  $\Delta t_1$  и  $\Delta t_2$  в течение периода частоты модуляции  $f_s$ ,  $\omega_s$  - круговая частота модуляции. При полной модуляции, когда ( $\mu = 1$ ), а временные параметры  $\Delta t_1$  и  $\Delta t_2$  программно могут быть изменены от 0 до  $\tau$ , тогда амплитуда среднего значения  $U_{nc}$  на нагрузке составит  $U_d/2$ . При произвольных значениях  $\mu$  временные интервалы  $\Delta t_1$  и  $\Delta t_2$  могут изменяться в диапазоне от 0 до  $\mu\tau$ , а значение амплитуды  $U_{nc}$  составит  $\mu \cdot U_d/2$ . Следовательно, при замене значений параметров  $\mu$  и  $f_s$  можно обеспечить независимое регулирование напряжения и частоты тока в нагрузке при постоянной несущей частоте тока  $f_k$ , что и используется для формирования выходного напряжения в транзисторных (тиристорных) АИН (преобразователях частоты ПЧ). При этом в АИН с ШИМ транзистор (тиристор) многократно коммутируется при одном напряжении тока нагрузки, пропуская половину

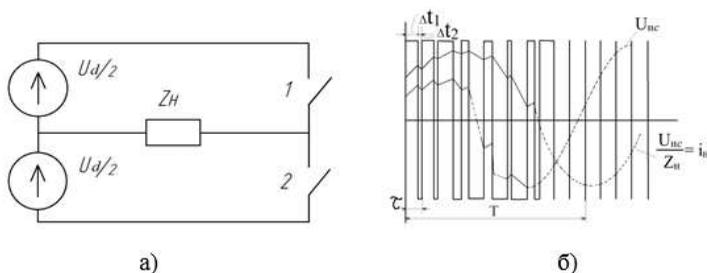


Рис. 5.28. Схема к пояснению принципа широтно-импульсной модуляции

синусоиды тока (+) через обмотку АД с последующей сменой полярности на (-). Принцип формирования переменного тока фазы АД в схеме (рис.5.25) рассмотрим в соответствии с диаграммами, приведенными на рис. 5.29. При этом предполагается, что в начале каждого периода несущей части открывается транзистор (тиристор) и пропускает ток, а продолжает проводить ток диод "сброса", когда транзистор (тиристор) переходит в закрытое состояние. Принимается также, что несущая частота  $f_k$  в  $\varepsilon$  раз выше

частоты модуляции  $f_s$ , т.е.  $f_K = \varepsilon \cdot f_S$ , а за начало координат принимается момент времени, когда ток нагрузки принимает нулевое значение.

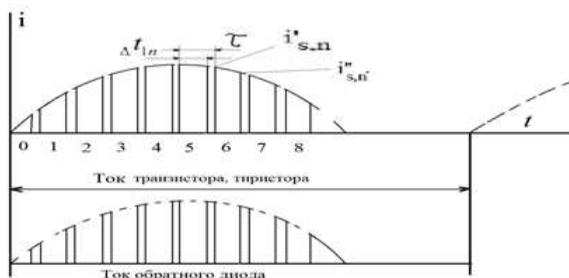


Рис.5.29. К пояснению принципа широтно-импульсной модуляции

Мгновенное значение тока нагрузки в начале  $n$ -го периода несущей частоты составит:

$$i'_{S,n} = I_{S,m} \cdot \sin \frac{2\pi}{\varepsilon} n, \quad (5.22)$$

где  $n$  - порядковый номер периода несущей частоты, отсчитывается от начала координат.

Мгновенное значение тока нагрузки в момент закрывания транзистора (тиристора) для  $n$ -го периода несущей части можно представить в виде:

$$i''_{S,n} = I_{S,m} \cdot \sin(2\pi n / \varepsilon + \omega_S \cdot \Delta t_{1n}), \quad (5.23)$$

где  $\Delta t_{1n}$  - продолжительность включенного состояния силового транзистора (тиристора) в течение  $n$ -го периода несущей части. В соответствии с синусоидальным законом модуляции значение  $\Delta t_{1n}$  составит:

$$\Delta t_{1n} = \frac{\tau}{2} [1 + \mu \sin(2\pi n / \varepsilon + \varphi_S)]. \quad (5.24)$$

Среднее значение тока через транзистор (тиристор) за время открытого состояния в  $n$ -ом периоде несущей части можно определить как:

$$I_{T,n} = (i'_{S,n} + i''_{S,n})/2 = I_{S,m} \sin \left\{ \frac{2\pi n}{\varepsilon} + \frac{\pi}{2\varepsilon} [1 + \mu \sin(2\pi n/\varepsilon + \varphi_S)] \right\} \times \\ \times \cos \left\{ \frac{\pi}{2\varepsilon} [1 + \mu \sin(2\pi n/\varepsilon + \varphi_S)] \right\}. \quad (5.25)$$

Среднее за период частоты модуляции значение тока, протекающего через транзистор (тиристор), составит:

$$I_T = \frac{1}{T} \sum_{n=0}^{\varepsilon/2-1} I_{T,n} \cdot \Delta t_{1n} = \frac{I_{S,n}}{2\varepsilon} \sum_{n=0}^{\varepsilon/2-1} \sin \left\{ \frac{2\pi n}{\varepsilon} + \frac{\pi}{2\varepsilon} [1 + \mu \sin(2\pi n/\varepsilon + \varphi_S)] \right\} \times \\ \times \cos \frac{\pi}{2\varepsilon} [1 + \mu \sin(2\pi n/\varepsilon + \varphi_S)] \times [1 + \mu \sin(2\pi n/\varepsilon + \varphi_S)]. \quad (5.26)$$

Если в (5.26) положить значение параметра  $\varepsilon \rightarrow \infty$ , то можно получить:

$$I_T = \frac{I_{S,m}}{2 \cdot 2\pi} \int_0^{\pi} \sin \omega_S t [1 + \mu \sin(\omega_S + \varphi_S)] d\omega_S t. \quad (5.27)$$

После преобразования выражения (5.27) можно записать:

$$I_T = \frac{I_{S,m}}{2\pi} \left( 1 + \frac{\pi\mu}{4} \cos \varphi_S \right). \quad (5.28)$$

Выполненные исследования показывают [103,104], что формулой (5.26) можно пользоваться, если  $\varepsilon \geq 6$ , так как при  $\varepsilon = 6$  погрешность расчета не превышает 6%. Если АИН работает при весьма низкой выходной частоте (0,5 -10 Гц), то наиболее тяжелым режимом для транзистора (тиристора) является случай, когда коммутируется амплитудное значение тока нагрузки:

$$I_T = \frac{I_{S,m}}{2} (1 + \mu). \quad (5.29)$$

Таким образом, формируемое напряжение на выходе АИН при применении ШИМ носит «квазисинусоидальный» характер (рис.5.28,б), что следует учитывать при анализе потерь в АД и поиске методов организации ресурсосберегающих режимов работы ЧУЭП при выполнении технологических процессов

[4,11,76,78]. Резистивно-индуктивный характер обмоток АД обеспечивает сглаживание гармоник, протекающего через них фазного тока, и некоторый сдвиг по фазе относительно основной гармоники выходного напряжения  $U_{\text{вых}}$  АИН.

#### 5.5.4. Определение потерь мощности в ключевых элементах инвертора

Потери мощности в ключевых элементах инвертора с ШИМ рассчитываются достаточно трудно, так как выполняются для статических и динамических составляющих потерь энергии и с учетом изменения коэффициента заполнения импульсов  $d_3$  (см. раздел 1.4.1) [103,104]. Статические потери в СПП учитывают потери от протекания тока на внутреннем сопротивлении р-п перехода, а динамические потери - потери в режиме переключений (восстановления), как транзистора (тиристора), так и диода «сброса» электромагнитной энергии. Так для двухтактной схемы среднее за период частоты коммутации напряжение  $U_{\text{нс}}$  на нагрузке составит [5,71]:

$$U_{\text{нс}} = U_d (2d_3 - 1) \quad (5.30)$$

где  $U_d$  – напряжение питания инвертора. Поскольку расчеты ведутся для мгновенных значений тока транзистора (тиристора) для каждого момента времени, то дальнейшие пояснения будут выполнены при записи мгновенных значений синусоидального тока нагрузки в виде [104]:

$$i_L(\omega t) = I_L(\max) \sin \omega t, \quad (5.31)$$

где  $\omega = 2\pi f_{\text{out}}$ ;  $f_{\text{out}}$  – частота выходного напряжения (тока). Для синусоидального выходного напряжения инвертора с RL - цепью нагрузки, например, подаваемого на обмотки фаз статора АД, можно записать:

$$v_L(\omega t) = V_L(\max) \sin(\omega t + \varphi) = I_L(\max) Z_L \sin(\omega t + \varphi), \quad (5.32)$$

где  $Z_L = \sqrt{R_L^2 + \omega^2 L_L^2}$  – модуль комплексного сопротивления нагрузки (обмотки асинхронного двигателя АД);  $\varphi = \arctg \frac{\omega L_L}{R_L}$

– угол сдвига фаз между напряжением и током АД. При выполнении условия  $f \gg f_{\text{out}}$  можно считать, что:  $V_L = v_L(\omega t)$ . (5.33)

С учетом (5.30) и (5.32) значение коэффициента  $d_3$  при ШИМ -

регулировании можно представить выражением:

$$d_3(\omega t) = 0.5(1 + m \sin(\omega t + \varphi)) \sin \omega t, \quad (5.34)$$

где  $m = \frac{Z_L I_L(\max)}{U_d}$  – коэффициент модуляции.

Тогда среднюю мощность потерь в ключевых элементах инвертора можно рассчитать с учетом следующих составляющих:

1. Динамические потери в СПП (ключе) [13,103,104], определяемые как:

$$P_{ON} + P_{OFF} = (E_{ON} + E_{OFF}) \cdot f \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \sin(\omega t) d(\omega t) = (E_{ON} + E_{OFF}) \cdot f \frac{1}{\pi}, \quad (5.35)$$

где  $E_{ON}$  и  $E_{OFF}$  – энергии потерь при переключении силового ключа в схеме с RL - нагрузкой, приведенные к заданной амплитуде тока нагрузки и напряжению питания инвертора.

2. Статические потери в управляемом СПП (ключе):

$$P_{COND} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi i_H(\omega t) \cdot V_{COND} d_3(\omega t) d(\omega t) = I_L(\max) V_{COND} \left( 0.125 + \frac{m}{3\pi} \cos \varphi \right), \quad (5.36)$$

где  $V_{OUT}$  – напряжение ключа в открытом состоянии,  $m$  - коэффициент модуляции.

3. Статические потери в диоде «сброса», определяемые из выражения:

$$P_D(\text{cond}) = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi i_L(\omega t) \cdot V_D(\text{cond})(1 - d_3(\omega t)) d(\omega t) = I_L(\max) V_D(\text{cond}) \left( 0.125 + \frac{m}{3\pi} \cos \varphi \right)$$

, где  $V_{D(\text{cond})}$  – напряжение на открытом диоде (напряжение насыщения) (5.37)

4. Динамические потери в диоде «сброса» (для диодов с мягким выключением  $t_R = t_F = t_{rr}/2$ ), где  $t_R$  - длительность нарастания,  $t_F$  - время спада и  $t_{rr}$  - длительность прямого тока [13]:

$$P_{rr} = \frac{U_d}{2} \cdot \frac{Q_{rr}}{2} f = 0.125 \cdot I_{rr} U_d * t_{rr} f, \quad (5.38)$$

где  $Q_{rr}$  - общий заряд накопленных носителей, зависящий от максимального тока  $I_{rr}$  диода и вида нагрузки: резистивная или индуктивная [13,41,104].

Оценка, например, реальных потерь в СПП схем АИН (АИТ) для питания АД показывает, что при относительно невысокой частоте коммутации основную долю составляют потери мощности в открытом состоянии ключа и диода «сброса». Причем эти потери, в свою очередь, зависят от максимального тока нагрузки, напряжения насыщения СПП, а также произведения  $A = (m \cdot \cos \varphi)$  учиты-

вающего эффективность преобразователя по напряжению ( $m$ ) и характер нагрузки ( $\cos\varphi$ ). При регулировании скорости двигателя с изменением частоты и амплитуды напряжения  $U_{\text{вых}}$  АИН (АИТ) параметр,  $A$  также изменяется, определяя максимум мощности потерь в ключе при  $A \rightarrow 1$ . Рабочий цикл силового ключа при этом максимален, а увеличение коэффициента мощности означает сближение максимумов (по времени) открытого состояния СПП и тока нагрузки. Максимальные потери в диоде возникают при отрицательных коэффициентах мощности ( $\cos\varphi < 0$ ), когда АИН работает в инверторном режиме и представляет собой источник с реверсированной мощностью в питающую сеть переменного тока [103,104].

Следует отметить, что изменение температуры СПП (с учетом тепловых сопротивлений и мощности потерь) зависит от ряда факторов и является определяющим в оценке работоспособности АИН (АИТ) по нагреву:

1. С ростом частоты  $f_{\text{out}}$  максимальная температура перехода приближается к среднему значению ( $t_{\text{tr}} \rightarrow 80^\circ \text{C}$ ), что позволяет на частотах в несколько десятков герц оценивать тепловой режим ключа на основе средних потерь. В соответствии с [104] используют расчетные параметры:  $T_i = 25^\circ \text{C}$  и  $T_{ii} = 125^\circ \text{C}$ .

2. Максимальная температура ключа резко возрастает при уменьшении  $f_{\text{out}}$  до единиц Гц (0,5...10 Гц), что соответствует величине частоты скольжения асинхронного двигателя. Причем такой режим неизбежен при использовании низких частот в процессе пуска АД (и при большом вращающем моменте), который сопровождается увеличением тока нагрузки, что определяет наихудшие условия теплового режима работы СПП (ключа).

Приведенные данные показывают, что относительно сложные законы управления с использованием ШИМ, позволяющие получить качественные характеристики преобразователя, могут быть реализованы на основе полностью управляемых СПП (ключей), имеющих минимальное напряжение насыщения и способных выдерживать большие токовые перегрузки. Наиболее предпочтительными в системах управления, например, двигателями переменного тока являются транзисторы IGBT и тиристорные ключи - интеллектуальные модули [104]. Приблизленную оценку в определении фактических потерь в СПП (при работе преобразователя в расчетных режимах) можно получить в результате моделирования ЭУ, используя известные программные пакеты: Matlab + Simulink [105, 106,107,108,109] и др.[110].

## Контрольные вопросы

1. Какие задачи решаются электронными силовыми (регулирующими и преобразующими) устройствами (СЭУ) в мехатронных и робототехнических системах (М и РТС)?
2. Поясните особенности построения и работы однофазного тиристорного (симисторного) контактора?
3. Как построены электронные контакторы переменного тока (ТКИ) с искусственной коммутацией?
4. Формирователи импульсов управления (ФИУ) СПП: требования к импульсам управления и особенности их формирования?
5. Поясните различия в широтно-импульсном (ШИМ) и частотно-импульсном (ЧИМ) методах регулирования напряжения в ИППН?
6. Поясните особенности работы ИППН при непрерывных (НТ) и прерывистых токах?
7. Назовите и поясните преимущества и недостатки в работе многотактного импульсного преобразователя?
8. Приведите различия в работе схемы широтно-импульсного преобразователя (ШИП) с симметричным, несимметричным и очередным управлением?
9. Особенности расчета и параллельного включения транзисторов в схемах преобразователей?
10. Приведите упрощенную классификацию полупроводниковых выпрямителей по ряду признаков?
11. Каковы особенности в построении структуры и работе пассивных и активных фильтров выпрямителей?
12. Поясните процесс преобразования механической энергии в электрическую и передачу электроэнергии (инвертирование) в первичную сеть посредством силового трансформатора ТС?
13. Классификация автономных инверторов напряжения (АИН), тока (АИТ): особенности формирования электромагнитных процессов?
14. Приведите различие в работе АИН и АИТ, поясните особенности преобразования постоянного напряжения в переменное?
15. Назначение и особенности работы диодов «сброса» электромагнитной энергии из контура коммутации в С - фильтр при переключении СПП?
16. Синхронные выпрямители (СВ): особенности построения схем, режимов работы с применением полевых транзисторов?
17. Приведите особенности схем построения низковольтных и

высоковольтных синхронных выпрямителей СВ?

18. Поясните принцип формирования выходного напряжения АИН с применением ШИМ?

19. Какие особенности работы СПП наблюдаются при работе в схеме АИН?

20. Приведите классификацию потерь энергии в СПП (ключах) АИН (АИТ)?

21. Поясните необходимость соблюдения требований нормативных документов (ГОСТ) при разработке и испытаниях ЭУ?

22. Поясните необходимость повышения помехоустойчивости систем управления М и РТС?

23. Приведите методы повышения помехозащищенности ЭУ при конструировании модуля преобразователя М и РТС?

## ГЛАВА 6. ПРИМЕНЕНИЕ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ В СХЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ МЕХАТРОННЫМИ СИСТЕМАМИ

Устройства современной силовой электроники в совокупности с информационной электроникой позволяют управлять потоками электроэнергии не только в целях ее преобразования, но и распределения, организации быстродействующей защиты электрических цепей, связанные с традиционными задачами электроэнергетики. Сегодня электроэнергия используется в разных формах: в виде переменного (с частотой 50 Гц) и постоянного тока, переменного тока повышенной частоты (с частотой 1- 50 кГц в многочисленных «электротехнологических» производствах), в специализированных источниках вторичного питания (при частоте преобразования от 20 до 500 кГц и более), а также в виде токов специальной формы (например, импульсные и др.), что обусловлено спецификой и многообразием потребителей. Основными видами преобразования электроэнергии являются:

1. Выпрямление (преобразование переменного тока в постоянный);
2. Инвертирование (преобразование постоянного тока в переменный);
3. Преобразование частоты (преобразование переменного тока одной частоты в переменный ток другой частоты).

Однако приведенные виды преобразования в практике применения электроэнергии не являются исчерпывающими, поскольку существуют и другие преобразования, формируемые на базе комбинации нескольких видов преобразований, например, формы кривой тока, числа фаз и др. Далее будут рассмотрены некоторые схмотехнические решения и конкретные реализации принципов преобразования электроэнергии по видам, широко применяемыми в практике проектирования и эксплуатации М и РТС, а также и других сферах деятельности человека. Наиболее эффективное преобразование энергии в силовых ЭУ М и РТС, а также управление ими обычно достигается с использованием микропроцессорных устройств управления (МПУ) - микроконтроллеров (МК).

## 6.1. Цифровое управление тиристорным электроприводом

Преобразование переменного тока в постоянный широко используется в ЭП М и РТС и других ЭУ целевого назначения [8,71]. Рассмотрим работу принципиальной электрической схемы тиристорного электропривода (ТЭП) с микропроцессорным управлением (МПУ) и связующими аналогово-цифровыми узлами, представленной на рис.6.1. Двигатель постоянного тока (ДПТ) М питается от реверсивного преобразователя (ТП) на тиристорах VS1...VS6 и VS7...VS12 и связан с рабочим органом (РО), тахогенератором ТГ и датчиком положения ДП. Контроль тока якоря осуществляется датчиком тока ДТ. ЭП с МПУ построен по принципу подчиненного регулирования координат РО, имеет обратные связи по скорости (ТГ и регулятор скорости РС) и току (ДТ и регулятор тока РТ). Стабилитроны VD1, VD2 обеспечивают ограничение тока и момента ДПТ.

Микропроцессорная система включает микропроцессор МП, устройства памяти ОЗУ и ПЗУ, устройства сопряжения УС1...УС3, цифровой датчик положения ДП, цифро-аналоговый преобразователь ЦАП, обеспечивающий выходной аналоговый сигнал задания скорости. Сопряжение управляющей микроЭВМ (или МК) с аналоговой частью цифрового привода в контуре задания и обратных связей осуществляется посредством устройств сопряжения УС1, УС2, УС3 с включением в цепи преобразования сигналов аналого-цифровых преобразователей (АЦП и ЦАП). Сегодня в ЭП МС (РТС), в частности, ПР, часто используют датчики дискретного типа (импульсные и кодовые), исключающие необходимость применения АЦП. В этом случае их выходные дискретные сигналы могут непосредственно вводиться в ЭВМ и эффективно обрабатываться. Однако из-за недостаточного быстродействия ЭВМ импульсные датчики часто нуждаются в специальных устройствах предварительной обработки их сигналов для аппаратного подсчета импульсов и определения кода положения, например, исполнительного механизма (ИМ), рабочего органа (РО) МС.

В схеме сигнал задания положения РО подается с терминала Т через устройство сопряжения УС3. Оптимальный график движения ЭП записывается в ПЗУ и определяет работу цифрового регулятора. Выходное напряжение управления  $U_y$  регулятора тока (РТ) поступает на систему импульсно-фазового управления (СИФУ), которая определяет уровень напряжения на выходе тиристорного преобразователя (ТП) и частоту вращения дви-

гателя М.

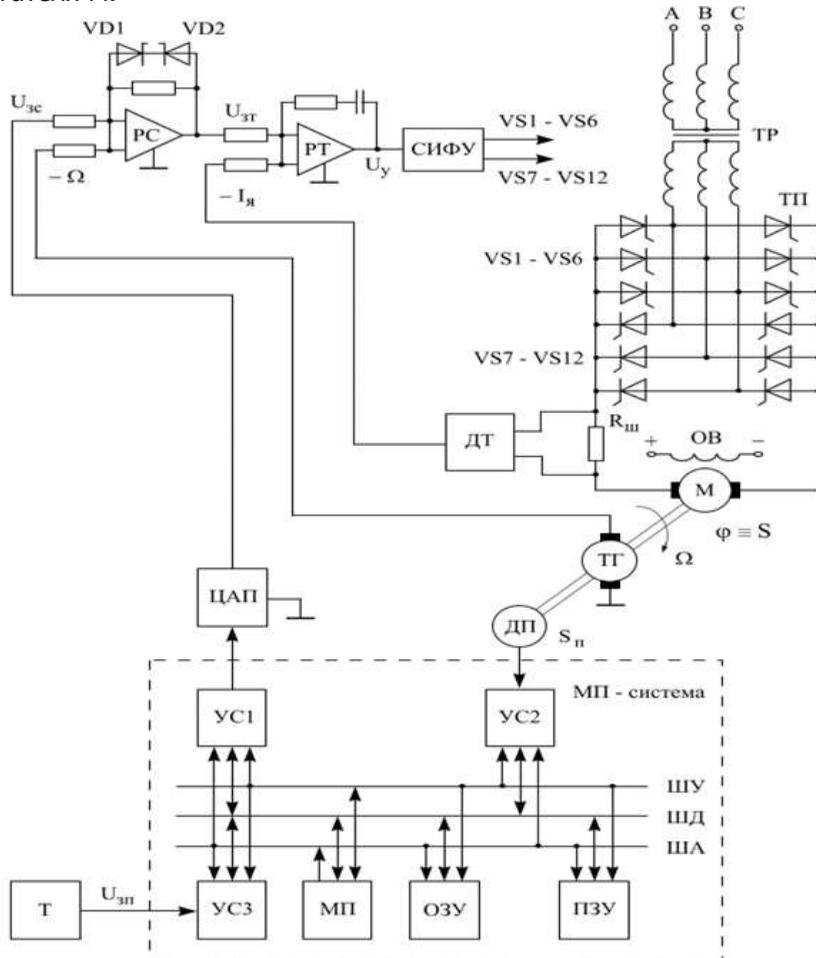


Рис. 6.1. Схема ЭП с МПУ и аналогово-цифровыми узлами сопряжения

С терминала Т можно программно задавать и обеспечивать полный технологический процесс работы ТЭП, собранного по схеме «Тр-ДПТ», контролировать и поддерживать необходимые режимы работы элементов энергетического канала [86] посредством датчиков и специальных устройств микроэлектроники информационного канала. В качестве МПУ в СУП используются серийные микроЭВМ, либо программируемые контроллеры.

При рассмотрении структуры построения ТЭП следует отметить линейную (непрерывную часть), описываемую системой обыкновенных дифференциальных уравнений, и нелинейную, к которой можно отнести цифровые регуляторы, описываемые разностными уравнениями. Известно также [33,67], что единое представление этих частей линейной моделью может быть получено с помощью модифицированного аппарата  $Z$  - преобразования и условно-разностного перехода к временным функциям, называемого операторно - рекуррентным методом (или ОР - методом) [89].

### **6.1.1. Структура цифрового следящего электропривода многокоординатного объекта**

В практике выполнения пуско-наладочных работ ТМ, производственного оборудования цифровой следящий электропривод (ЦСЭП, далее ЦСП) встречается как на однокоординатных, так и многокоординатных объектах регулирования. В последнем случае структура комплекса ЦСП оказывается более сложной и появляется необходимость применения нескольких управляющих ЭВМ. Обычно задача воспроизведения требуемого закона движения многокоординатного объекта решается с помощью ЭВМ верхнего уровня управления путем согласования движений по разным координатам. При этом ЭВМ распределяет входные воздействия между приводами, образующими единую многокоординатную систему управления движением. Примерами таких систем могут быть цифровые следящие электроприводы (ЦСП) многокоординатных опорно-поворотных устройств телескопов, локаторов, роботов и различных технологических объектов [7]. В системе управления движением рабочих органов (РО), исполнительных механизмов (ИМ) при ЭВМ верхнего уровня использование локальных ЭВМ сопряжено также с управлением и цифровой коррекцией ЦСП. Поэтому в зависимости от количества ЭВМ и характера взаимодействия аппаратуры ЦСП с ЭВМ верхнего уровня управления различают структуры ЦСП с централизованным и децентрализованным управлением. В системах с централизованным управлением функции управления всеми ЦСП комплекса, в том числе вычисления рассогласований и формирования сигналов, подаваемых на усилители мощности, обеспечивает единая управляющая ЭВМ (рис. 6.2,а). Рассматриваемая ЭВМ, являясь ЭВМ верхнего уровня управления, включена в контуры управления всех ЦСП комплекса и решает задачу координации движений объекта регулирования, работает в режиме разделения времени и по

очереди обслуживает отдельные ЦСП. Разделение функций (при централизованном управлении) обычно сопровождается снижением максимально реализуемой частоты квантования по времени при упрощении алгоритмов процессов регулирования в реальном времени. Следует отметить, что принцип децентрализованного управления обеспечивает распараллеливание вычислений и за счет этого позволяет повысить частоту квантования или усложнить при необходимости алгоритмы, что положительно влияет на качество каждого ЦСП и всей системы управления движением многокоординатного объекта регулирования. При децентрализованном управлении ЦСП система имеет несколько управляющих ЭВМ и другую иерархическую структуру (рис.6.2,б). Здесь каждый ЦСП содержит в контуре управления локальную ЭВМ, осуществляющую прием управляющего воздействия от ЭВМ верхнего уровня, вычисления рассогласования, формирование сигнала управления усилителем мощности и другие операции. Локальные ЭВМ передают ЭВМ верхнего уровня необходимую информацию о состоянии объекта регулирования, необходимую для согласованного управления ЦСП комплекса. В качестве локальных ЭВМ применяются, как правило, однокристалльные микро ЭВМ, называемые микроконтроллерами СП [7,32], которые содержат все необходимые вычислительные и интерфейсные компоненты. В частности, микроконтроллеры имеют в составе арифметико-логическое устройство (АЛУ), оперативную и постоянную память, блок регистров общего назначения и специальных функций, а также внутреннее устройство управления, порты ввода и вывода, объединенные внутренней шиной, и ряд других необходимых компонентов и связей.

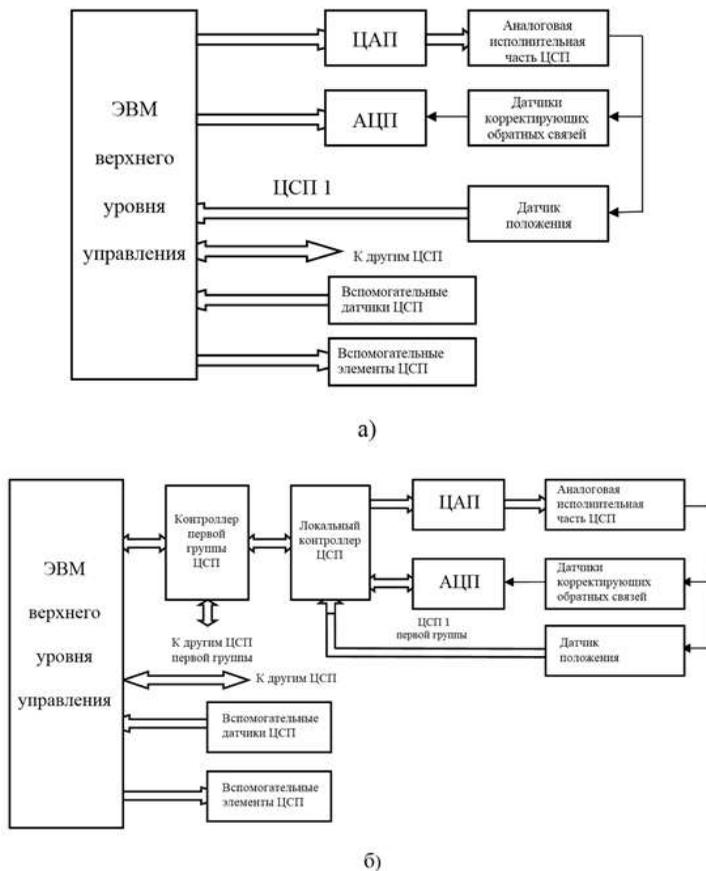


Рис.6.2. Возможные структуры построения цифрового следящего привода

Однако с ростом числа управляющих ЭВМ, микроконтроллеров (PIC- контроллеров) в системе управления ЦСП ее совокупная стоимость увеличивается, усложняются алгоритмы и организация процессов обмена информацией (данными), снижается надежность из-за увеличения количества связей между элементами вычислительной системы. Естественно, для управления сложным многокоординатным динамическим объектом необходимо учитывать в одном алгоритме информацию обо всех его координатах. В этом случае использование единой ЭВМ, дающей большую гибкость программного управления, является предпочтительным,

хотя требования к ее производительности могут оказаться достаточно высокими и трудно реализуемыми.

Компромиссными вариантами при построении структур систем управления ЦСП, обладающими приемлемым сочетанием надежности, стоимости и производительности, являются структуры с комбинацией принципов централизованного и децентрализованного управления. Примером такой комбинированной структуры является структура ЦСП, представленная на рисунке 6.2,б. В этом случае ЭВМ верхнего уровня управления решает только задачи формирования управляющих воздействий в соответствии с концепцией децентрализованного управления и связана с высокопроизводительными контроллерами групп ЦСП, обслуживающими несколько ЦСП. В структуре контроллер группы ЦСП обычно взаимодействует с несколькими локальными контроллерами, каждый из которых входит в состав соответствующего ЦСП и может содержать также несколько процессоров. Таким образом, имеет место каскадное включение управляющих цифровых устройств. Датчики главных обратных связей обычно подключаются к контроллерам групп, реализующим функции регулирования положения для всех связанных с ними ЦСП и обеспечивающим по отношению к ним централизованное управление. Высокая производительность современных цифровых сигнальных процессоров, например, высокопроизводительный цифровой сигнальный процессор ADSP-BF561 Blackfin (двухпроцессорное ядро 756 МГц/1512x2 ММАС, производитель - компания Analog Devices Inc. США) [87] и другие, позволяют реализовать достаточно успешное управление несколькими ЦСП от одного контроллера. Рассмотренная иерархическая комбинированная структура управления комплексом ЦСП с каскадным включением процессоров (рис. 6.2,б) в настоящее время широко применяется и представляет собой наиболее перспективную структуру для построения СУ современными М и РТС.

Следует отметить, что созданы также структуры ЦСП с использованием, например, трех взаимодействующих друг с другом микро ЭВМ, которые образуют три контура обратных связей: по положению, скорости и ускорению [4,7,32,34,70]. При этом каждая из ЭВМ реализует соответствующий алгоритм управления, примерно одинаковый по затратам времени и памяти. Если учесть, что в структуру управления каждой ЭВМ могут быть включены отдельные микроконтроллеры: для формирования управляющего и компенсирующего воздействий, организации взаимодействия со вспомогательными элементами и устройствами ЦСП, а также для

контроля и предварительной обработки сигналов датчика положения, то общее количество процессоров в ЦСП может быть значительным. В этом случае для объединения и программной согласованности в работе всех ЭУ (ЭМ), электронных блоков структуры ЦСП вводится синхронизация вычислительными и управляющими процессами для всех микроконтроллеров (микроЭВМ) посредством общего таймера.

## 6.2. Транзисторные преобразователи частоты (ПЧ)

Транзисторные преобразователи частоты ПЧ (или автономные инверторы напряжения АИН) широко используются при проектировании ЭП МС на базе трехфазного короткозамкнутого асинхронного двигателя (АД). Современные АИН [7,11] выполняются на основе полностью управляемых силовых полупроводниковых приборов СПП (IGBT, МСТ, GTO и их разновидности), способных выдерживать большие токовые перегрузки и напряжения, не достигая режимов работы силового ключа за пределами границ области безопасной работы. Здесь под «транзисторами» следует подразумевать обычные биполярные транзисторы, силовые полевые транзисторы и биполярные транзисторы с изолированным затвором (соответственно POWER MOSFET и IGBT - Insulated Gate Bipolar Transistor). К достоинствам IGBT относятся: высокая допустимая плотность тока, управление напряжением, как у МОП - транзисторов, низкие потери в импульсном режиме и практически прямоугольная область безопасной работы, исключающая необходимость формирования траектории переключения полупроводникового прибора [13]. При необходимости упрочнения каскада преобразователя используют часто параллельное соединение транзисторов или гибридные модули.

В структуру ПЧ (рис.6.3) включены силовые элементы: выпрямитель В (управляемый или неуправляемый), силовой фильтр  $C_{\phi}$  в звене постоянного тока и инвертор 1, преобразующий напряжение  $U_{\partial}$  (ток) в звене постоянного тока в переменное напряжение (ток) заданной частоты. Разрядный транзистор VT7 и балластное сопротивление  $R_{\partial}$  служат для преобразования энергии, запасенной в конденсаторе  $C_{\phi}$  силового LC $_{\phi}$  - фильтра. В тормозных режимах, когда электромагнитная энергия, запасенная в АД, передается в конденсатор  $C_{\phi}$ , на последнем напряжение повышается. Если напряжение превышает расчетное значение, включается транзистор VT7, обеспечивающий разрядку конденсатора  $C_{\phi}$  на

балластное сопротивление  $R_d$ , что ограничивает дальнейший рост напряжения на СПП преобразователя. Рассматриваемая схема трехфазного мостового инвертора (см.рис. 6.3) содержит три плеча (стойки) с транзисторными ключами 1, 2, 3,...6 (силовой блок 1), каждое из которых выполнено упрощенно по схеме однофазного инвертора. Фазные обмотки (А, В, С) статора АД (М) обычно подключаются к средним точкам каждого из плеч инвертора (в зависимости от схемы соединения обмоток статора: «звездой» или «треугольником»). Управляющие сигналы  $u_{1A}^*$ ;  $u_{1B}^*$ ;  $u_{1C}^*$  представляют собой трехфазную систему синусоидальных напряжений, сдвинутых между собой на угол  $120^\circ$  и подаваемых на входы соответствующих фазных «нуль-органов» (НО), входящих в электронный блок 2 информационного канала. Изменение частоты и амплитуды выходного напряжения трехфазного инвертора (напряжения на фазных обмотках асинхронного двигателя М) осуществляется СУ ЭП с использованием микропроцессорных устройств и средств автоматики.

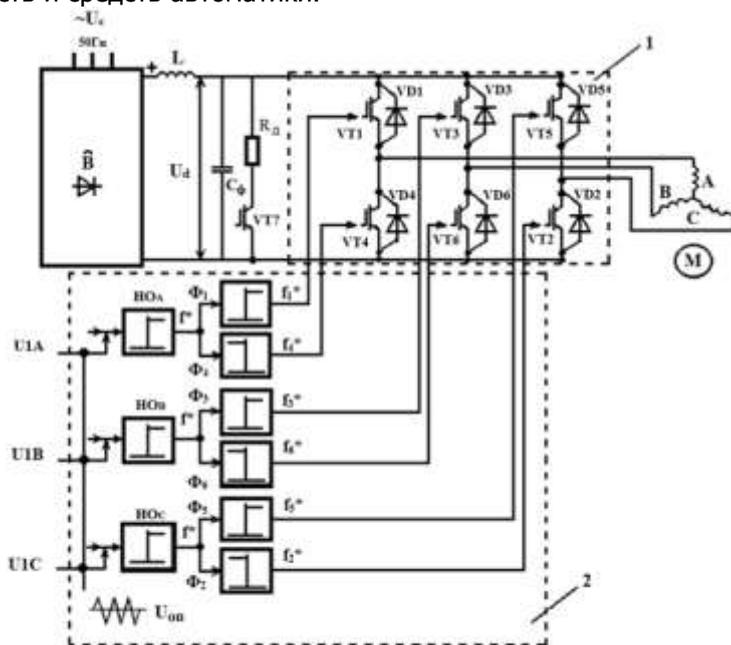


Рис. 6.3. Принцип построения частотно-управляемого электропривода с трехфазным асинхронным двигателем

Источник пилообразного опорного напряжения  $U_{ОП}$ , временные зависимости которого приведены на рис.6.4, в схеме преобразователя является общим для всех трех фаз формируемого выходного напряжения АИН. Наличие сигналов  $f_1^* - f_6^*$  в схеме определяет состояния СПП - ключевых элементов 1...6 инвертора. Их зависимость от знаков разностей  $u_{1A}^* - u_{ОП}$ ,  $u_{1B}^* - u_{ОП}$ ,  $u_{1C}^* - u_{ОП}$  определяется программной последовательностью, которая при необходимости изменяется.

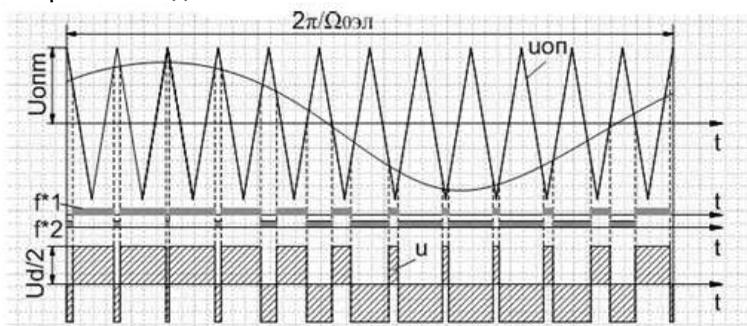


Рис. 6.4. Принцип организации широтно-импульсной модуляции

Фазные напряжения на выходе могут принимать пять разных значений:  $+(2/3)U_d$ ;  $+(1/3)U_d$ ;  $0$ ;  $-(1/3)U_d$ ;  $-(2/3)U_d$ . Для того чтобы определить мгновенные значения фазных напряжений на каждом из отрезков времени, ограниченном вертикальными штриховыми линиями, проведенными из точек пересечения кривых  $u_{1A}^*$ ;  $u_{1B}^*$ ;  $u_{1C}^*$  с графиком опорного напряжения  $U_{ОПm}$  (рис. 6.4), необходимо использовать расчетные данные из таблицы 4.1 [11]. Известно, что повышение частоты ШИМ сопровождается рядом негативных факторов, обусловленных появлением электромагнитных помех, воздействующих на электротехнические и радиотехнические устройства, электронные устройства информационного канала управления, вызывая сбои в работе СУ электропривода. Для повышения электромагнитной совместимости всех электротехнических и электромагнитных устройств СУ ЧУЭП используют экранирование ЭУ и кабелей, применяют ограничение длины коммуникационных связей электронных узлов (блоков) при проектировании МС [32,34]. Хорошие результаты обеспечивает применение средств оптоэлектроники [45,50], установка специ-

альных фильтров гармоник на входе-выходе энергетического канала электропривода МС.

В приведенной схеме ЭП, выполненного по системе «АИН-АД» с частотным управлением фазы обмоток «А», «В» и «С» статора АД включаются по схеме «звезда» (или «треугольник») к выходным зажимам преобразователя (АИН). Классификационные признаки схемы - наличие емкостного входного фильтра  $C_{\phi}$  и включенных (параллельно – встречно) управляемым ключам VT1÷VT6 (IGBT- транзисторам) соответственно диодов обратного тока VD1÷VD6. Конденсатор  $C_{\phi}$  фильтра является источником реактивной мощности, потребляемой АД, поскольку через него замыкается переменная составляющая входного тока инвертора. Емкость конденсатора  $C_{\phi}$ , включенного на выходе LC $_{\phi}$  - фильтра, должна рассчитываться из условия поддержания требуемого коэффициента сглаживания (пульсаций напряжения  $U_d$ ) и не превышения допустимого уровня пульсаций, обусловленных «сбросом» энергии из индуктивных элементов контура коммутации и нагрузки через «обратные» диоды инвертора [7,11,55].

По типу связи с питающей сетью ПЧ можно разделить на 2 класса:

- ПЧ с промежуточным звеном постоянного тока, которые можно подразделить на автономные инверторы напряжения (АИН) и автономные инверторы тока (АИТ).

- Преобразователи частоты с непосредственной связью (ПЧНС).

АИН в звене постоянного тока содержит LC- фильтр (либо только емкость  $C_{\phi}$ ) для сглаживания пульсаций напряжения с выхода выпрямителя В. В АИН наблюдается однозначная зависимость напряжения в звене постоянного тока от напряжения на нагрузке, и поэтому он является источником напряжения. При работе инвертора как источника напряжения на активно-индуктивную нагрузку, каковым является АД, обеспечивается обмен реактивной энергией между АД и звеном постоянного тока через обратные диоды VD1...VD6, включенные параллельно основным ключам VT1...VT6. При этом упомянутые диоды проводят ток в моменты возврата реактивной энергии от АД в емкость  $C_{\phi}$ , что подтверждается при низких  $\cos\phi$  нагрузки. Регулирование напряжения на выходе АИН обычно осуществляется **двумя способами**:

- изменением напряжения  $U_d$  в звене постоянного тока, что возможно при управляемом выпрямителе, т.е. УТП, а инвертор выполняет функции коммутатора фаз, формируя требуемую частоту напряжения (тока). Такой ПЧ называется АИН с амплитуд-

но-импульсной модуляцией (АИМ).

- широтно-импульсным регулированием напряжения в АИН, которое осуществляется модуляцией напряжения несущей частоты (частоты коммутации ключей) сигналом основной (заданной) частоты. Такие ПЧ называются АИН с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) при неуправляемом выпрямителе В.

В приведенной схеме (рис.6.3) отсутствует режим возврата (рекуперации) энергии в сеть, необходимый при генераторном режиме работы АД в случае интенсивного торможения МС. В настоящее время при проектировании ЭП по системе «АИН-АД» предусматривается второй комплект выпрямителя, ключевые элементы которого управляются по особому алгоритму, позволяющему преобразовать энергию емкости фильтра  $C_{\Phi}$  в трехфазное напряжение и при определенных условиях «возвратить» энергию из контура преобразования «АД → АИН» в промышленную питающую сеть  $\sim U_c$ , (например, 380 В, 50 Гц) для использования другими приемниками электроэнергии.

В настоящее время фирмами Mitsubishi, Fuji, Hitachi производятся интеллектуальные модули IPM (2-го уровня интеграции), в которых наряду с мостовым трехфазным инвертором могут содержаться транзистор и диод схемы торможения, а также схемы управления и защит (рис. 6.5). Сведения об этом классе приборов силовой электроники и их применении изложены в ряде работ, в частности, «Интеллектуальные силовые IGBT-модули» [63]. В работе показано, что наибольшее применение такие приборы силовой электроники находят в частотно-управляемых электроприводах с классической функциональной схемой преобразователя частоты (со звеном постоянного тока [11,71]). Здесь входное напряжение поступает на мостовой диодный выпрямитель (1), защита которого от перенапряжений осуществляется на входе ограничителями (8). К выходу выпрямителя подключены фильтровая

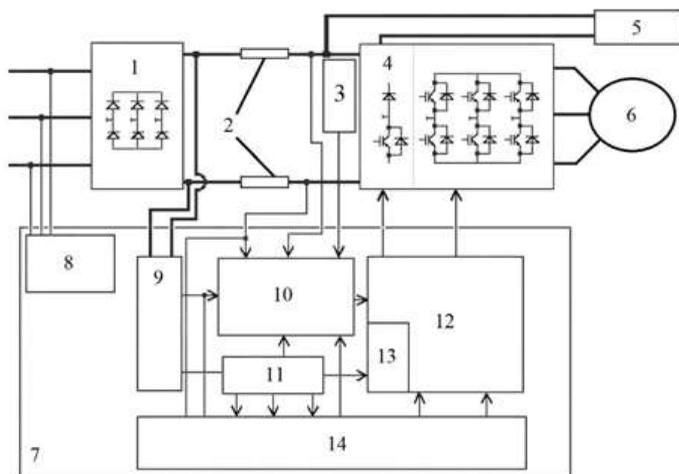


Рис. 6.5. Структура частотного привода с компактными силовыми модулями и модулями управления

ёмкость шины постоянного тока со схемой «мягкого» заряда (9) и мостовой инвертор напряжения на IGBT (4), к выходу которого подключается нагрузка - асинхронный двигатель (6). В приводах малой и средней мощности к шине постоянного тока подключается схема торможения (5) и левая часть (4). Силовая часть преобразователя содержит также датчики тока (2) и температуры (3). Схема управления содержит драйверы (12) для управления транзисторами инвертора и тормоза со схемами защит (10, 13), контроллер управления (14) и источники питания для собственных нужд (11). Так как силовая схема и часть системы управления (драйверы, датчики, схемы диагностики и защит) являются одинаковыми для большинства применений. Задача разработчиков объединить эти элементы в единый конструктив — интеллектуальный силовой модуль управления АД. Следует отметить, что создание МОП- управляемых приборов с малой мощностью управления, а также с высокой стойкостью к перегрузкам и лёгкостью управления IGBT в аварийных режимах позволили объединить в едином корпусе силовую часть преобразователя (4) и (1), схемы драйверов, электронные устройства диагностики и защит (10), (12), (13).

Силовая часть интеллектуального модуля IPM изготавливается, как и стандартные модули паяной конструкции, с изолированным

основанием. Здесь используются современные технологические приёмы, позволяющие повысить надёжность и «термоциклоустойчивость» модулей, снизить паразитные индуктивности выводов. Конструктивное оформление модуля многослойное, где интеллектуальная часть схемы размещается на «втором этаже» печатной платы, установленной над DCB-платами с силовыми полупроводниковыми чипами. Естественно, при создании высокоинтегрированных силовых полупроводниковых приборов используют современные мощные системы трёхмерного (3D) автоматизированного моделирования/проектирования (CAD/CAM), включая коммутационные процессы с учётом паразитных элементов, моделирование механических и тепловых характеристик, а также размещение комплектующих элементов, трассировку проводников и многие другие опции. Для отвода тепла обычно используют алюминиевые охладители, а в случаях образования значительных тепловых потоков применяют медные охладители и тепловые трубы. При этом особую значимость придают теплопроводящим пастам, влияющим на общее тепловое сопротивление между чипом и охлаждающей средой. Сегодня существуют наработки и предпосылки к созданию новых материалов для охладителей с высокой теплопроводностью, имеющих КТР, одинаковый с КТР изолирующей подложки или основания силового прибора, дешёвых в серийном производстве. Развивается и другая тенденция повышения эффективности охлаждения - отказ от теплопроводящих паст, использование прямого паяного соединения изолирующей AlNDCB-подложки с охладителем из AlSiC. Одновременно следует ожидать применения СПП на основе полупроводниковых материалов с большой шириной запрещённой зоны, в первую очередь из карбида кремния (SiC). Применение приборов силовой электроники на основе SiC позволит радикально уменьшить габариты и массу модуля, преобразовательного оборудования, увеличить надёжность работы за счет возможности работы СПП на более высоких частотах преобразования, с более высокой температурой перехода и упрощённой системой охлаждения.

### **6.3. Электропривод МС с широтно-импульсным преобразователем**

Регулирование скорости электродвигателя МС с широтно-импульсным преобразователем (ШИП) осуществляется за счет изменения уровня среднего напряжения на якоре электродвига-

теля (Д) путем широтно-импульсного модулирования постоянного напряжения полупроводниковым (тиристорным или транзисторным) преобразователем [5].

На рис. 6.6 приведены функциональная схема и диаграммы напряжений в системе электропривода МС с широтно-импульсным преобразователем: а) функциональная схема: 1 – регулятор скорости (РС); 2 – регулятор

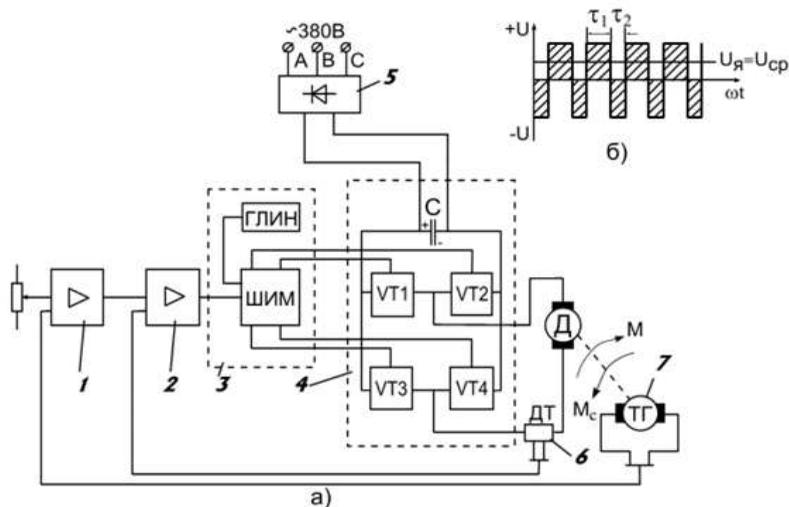


Рис. 6.6. Электропривод постоянного тока с широтно-импульсным преобразователем

тока (РТ); 3 – широтно-импульсный модулятор (ШИМ) с генератором линейно изменяющихся напряжений (ГЛИН); 4 – силовой полупроводниковый преобразователь с транзисторными (или тиристорными) ключами VT1...VT4; 5 – неуправляемый выпрямитель; 6 – датчик тока (ДТ); 7 – датчик скорости (ТГ);

б) временные диаграммы напряжений на якоре ДПТ на интервале проводимости  $\tau_1$ ,  $\tau_2$  ключей VT1...VT4. Система управления широтно-импульсным преобразователем [8] содержит широтно-импульсный модулятор и два замкнутых контура с отрицательной обратной связью по току и скорости, выполненные по принципу подчиненного регулирования.

Анализ диаграмм показывает, что интервалы проводимости транзисторов  $\tau_1$  и  $\tau_2$  определяют величину среднего напряжения  $U_{ср}$ , подаваемого на якорь электродвигателя Д.

Источником постоянного напряжения питания ШИП может

служить нерегулируемый выпрямитель с емкостным фильтром (С), индивидуальный генератор постоянного напряжения или аккумуляторная батарея.

В качестве силовых ключей могут быть использованы: ГТО тиристоры, тиристоры полууправляемые с искусственной системой запираания или IGBT транзисторы. Широтно-импульсной транзисторный преобразователь с реверсированием скорости и тормозным режимом обеспечивает работу электропривода во всех четырех квадрантах механических характеристик (рис.6.7).

Для рекуперации кинетической энергии МС в сеть питающий выпрямитель должен иметь инвертор, ведомый промышленной сетью. При небольшой мощности привода (до 1 кВт) инвертирование тока производится обычно без рекуперации в сеть, а только на емкость фильтра С при последующей ее разрядке на активное сопротивление (или аккумулятор) с целью ограничения напряжений на ключевых элементах инвертора. Способы управления транзисторными ключами VT1...VT4, их характеристики определяют уровень потерь в ШИП и ДПТ, а также и область формирования прерывистых токов электродвигателя.

Механические характеристики электропривода и область прерывистых токов при этом режиме работы электродвигателя показаны на рис.6.6,а. Из известных способов управления транзисторными ключами следует отметить симметричный, несимметричный и поочередный [5,88].

Первый способ характеризуется коммутацией транзисторов VT1, VT4, а при реверсировании - транзисторами VT2, VT3. При этом электродвигатель питается однополярными импульсами тока, а ЭДС самоиндукции электродвигателя (при  $U_L > U_\alpha$ ) и преобразованная при торможении механическая энергия в электрическую заряжают емкость С фильтра через диоды «сброса», шунтирующие транзисторы.

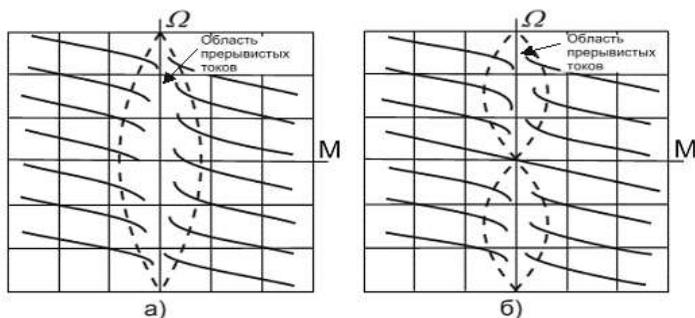


Рис.6.7. Механические характеристики электродвигателя постоянного тока при питании от широтно-импульсного транзисторного преобразователя:

**а** – при первом способе коммутации транзисторов; **б** – при втором способе коммутации транзисторов с шунтированием якоря электродвигателя

При втором способе – один из двух коммутирующих транзисторов  $VT_1$ ,  $VT_4$  постоянно включен (например,  $VT_4$ ), а другой является регулирующим величину тока. Транзистор  $VT_4$  обеспечивает роль шунтирующего элемента и ток, обусловленный ЭДС самоиндукции электродвигателя, протекает через него. Механические характеристики исполнительного двигателя и область прерывистых токов такого режима работы показаны на рис.6,7,б.

Поочередное управление характеризуется работой всех четырех транзисторных ключей моста, переключающихся с частотой в два раза меньше частоты напряжения на выходе. Изменяя очередность включения диагонально расположенных ключей моста, когда напряжение питания подается на двигатель на первом интервале периода, а на втором интервале - якорь двигателя «заключается» верхними или нижними ключами, создаются одинаковые условия загрузки ключей по току и возможность формирования знакопостоянного напряжения на нагрузке.

При разработке электроприводов МС часто применяют первый способ коммутации транзисторных ключей с согласованным включением обеих пар  $VT_1$ ,  $VT_4$  и  $VT_2$ ,  $VT_3$  и начальным смещением угла отпирания транзисторов. В этом случае обе пары транзисторов включаются поочередно при нулевом сигнале задания, что уменьшает зону работы ДПТ в области прерывистых токов и оказывает влияние на рабочие характеристики электропривода при симметричном законе управления ключами:

$$\tau_1 + \tau_2 = 180 \text{ эл. град.} \quad (6.1)$$

Применяют также согласованный способ управления транзисторными ключами с регулированием величины начального смещения углов проводимости  $\tau_1$  и  $\tau_2$ , как показано на рис. 6.6,б. Величину начального смещения углов проводимости  $\tau_1$  и  $\tau_2$  определяют и устанавливают с учетом суммарной индуктивности обмотки якоря ДПТ и других силовых элементов энергетического канала. Схемотехническое решение ШИП обычно включает в себя широтно-импульсный модулятор, преобразующий напряжение управления в коэффициент заполнения управляющих (силовыми ключами VT1-VT4) импульсов, и транзисторные импульсные усилители. ШИП располагает линейной характеристикой управления с передаточным коэффициентом:

$$K_{\text{ШИП}} = U_{\text{п}} \cdot \gamma_{\text{макс}} / U_{\text{у.макс.}} \quad (6.2)$$

где  $U_{\text{п}}$  - напряжение источника питания ШИП;

$\gamma_{\text{макс}}$  - максимальное значение коэффициента заполнения управляющих импульсов принимается (при проектировании ЭП) из диапазона 0,1 - 0,98;  $U_{\text{у.макс.}}$  - максимальное напряжение управления.

Электроприводы с указанными принципами управления транзисторными преобразователями обладают высокими техническими характеристиками: частота пропускания по скорости достигает 150 Гц, диапазон регулирования скорости - более 1000 при достаточно высокой жесткости механических характеристик ЭП.

## 6.4. Электронное устройство рекламного щита с перемещающейся информацией

### 6.4.1. Особенности конструктивного исполнения рекламного щита

Рекламный щит с перемещающейся информацией [90] является непременным атрибутом современного города, районного центра, поселка, где, обычно, в доступной и красочной форме (в печатном виде и на движущемся полотне) представляются технические характеристики товаров общего потребления и адреса поставщиков, фирм - производителей и другие сведения регионального или городского уровня и т.д.

Рекламный щит может быть изготовлен в виде прямоугольной металлической конструкции разных размеров: в ширину [В] от 1000 мм до 6000 мм и высоту [Н] от 1200 до 3000 мм, лицевая сторона которой покрыта декоративными прозрачными материа-

лами (рис.6.8). Рекламная информация в виде отдельных  $N$ - кадров перемещается снизу-вверх со скоростью  $0.5 \text{ м/с}$  (с покадровыми остановками на  $10\text{-}25 \text{ с}$ ) в зависимости от степени насыщенности информации и возможности зрительного охвата информационного поля. Сменная информация размещена на ленте (пленка типа ПЭТФ) толщиной от  $0,3$  до  $0.8 \text{ мм}$  и количеством кадров до  $20\text{-}24$ . Рекламный щит устанавливается на основание  $1$  посредством металлической опоры  $2$  или подвешивается на стене жилого здания, промышленного объекта. Передняя (лицевая часть короба) рекламного щита  $3$  закрыта прозрачными цельными или составными планшетами в зависимости от размеров (ширины  $B$  и высоты  $H$ ) щита  $3$ . Размеры  $F$  и  $\Pi$  в конструкции щита принимаются в зависимости от толщины декоративного материала и охвата зоны подсветки щита.

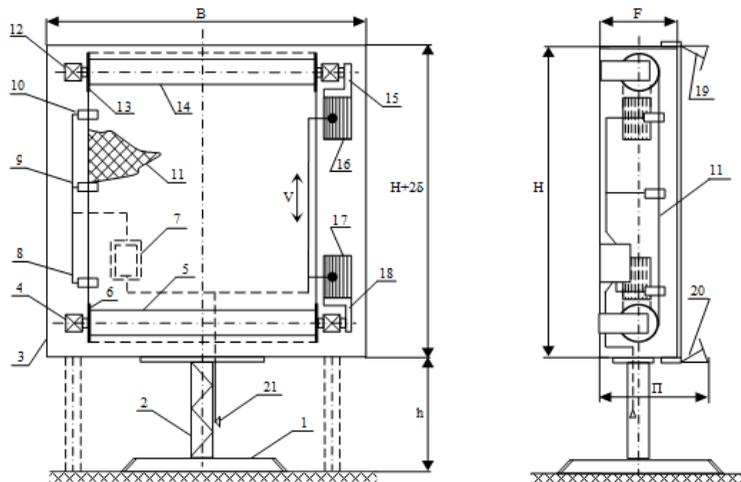


Рис.6.8. Рекламный щит с перемещающейся информацией

К каркасу короба через подшипниковые узлы  $4$  закрепляется пустотелый вал  $5$  (материал-дюралюминий марки Д16) с накладными щечками  $6$  нижнего приводного механизма. Аналогичную конструкцию подшипникового узла  $12$  имеет верхний пустотелый вал  $14$  с накладными щечками  $13$ , исключая случайное сбежание информационной ленты  $11$  при движении последней со скоростью  $V$  вверх (вниз) при просмотре (перематке) в процессе перемещения  $N$  – числа кадров рекламного текста. Вращение валов  $5$  и  $14$  осуществляется от трехфазных короткозамкнутых асинхронных двигателей соответственно  $17$  и  $16$ , передающих

момент вращения (необходимую скорость перемещения ленты при просмотре и перемотке кадров рекламного текста) посредством червячных редукторов 15 и 18. Таким образом, устройство перемещения (перемотки) ленты включает два комплекта приводных исполнительных механизмов. Для исключения вспучивания ленты (носителя информации) при просмотре (перемещении, перемотке) кадров в приводной системе всегда работает один комплект, вращение второго вала осуществляется в пассивном режиме, когда момент самоторможения редуктора используется в качестве момента сопротивления для натяжения ленты. Раздельное управление электродвигателями 16 и 17 производится от статических преобразователей частоты (ПЧ) со звеном постоянного тока, позволяющих преобразовать однофазное переменное напряжение 220 В, 50 Гц в трехфазное напряжение регулируемой частоты от 1 до 70 Гц и уровнем от 15 до 220/380 В. Для удобства наладки и обслуживания преобразователей в эксплуатационных условиях они установлены в съемном блоке управления 7, в конструкции которого также расположены и устройства дистанционного включения, выключения рекламного щита и другие элементы системы автоматики.

Для исключения динамических ударов, порывов ленты при «трогании» и торможении исполнительного механизма (ИМ), движущихся рекламных кадров изменение скорости вращения АД [101,102,103] осуществляется посредством ПЧ и по трапецидальному закону. Покадровое перемещение ленты, время просмотра, счет кадров фиксируется и осуществляется по сигналам индуктивных датчиков 8,9,10, формирующих импульсы управления микроконтроллером блока управления 7. Термостабильность режимов работы преобразователей [25, 57] в зимнее и летнее время осуществляется в автоматическом режиме устройствами терморегулирования и воздушного охлаждения, обеспечивающих устойчивую работу рекламного щита при изменяющихся температурах окружающей среды от  $-20$  °С до  $+40$  °С. Для подсветки рекламных кадров (в зависимости от уровня естественной освещенности) автоматически включаются верхняя 19 и нижняя 20 подсветки. Общее питание рекламного щита переменным напряжением 220 В промышленной частоты 50 Гц выполнено через ввод 21. Потребление электроэнергии, в общем случае, зависит от габаритных размеров короба рекламного щита, конструктивных решений элементов исполнительных механизмов, мощности преобразователей и может изменяться в диапазоне от 0,4 до 2 кВт. Система управления позволяет программировать режимы

работы всех устройств автоматики рекламного щита и устойчиво обеспечивать сменность информации в течение суток, месяца и года в заданное время.

#### 6.4.2. Система управления перемещением рекламной информации

Рабочий процесс рекламного щита регламентируется системой управления, обеспечивающей автоматическое (покадровое) перемещение информационной ленты по заданной программе, поддержание скоростных и временных режимов перемещения информационной ленты (при протяжке и перемотке [101]), регулирование необходимых температурных условий при работе устройств автоматики, диагностику и защиту блока управления. На рис.6.9. представлена структурная схема системы управления рекламного щита с перемещающейся информацией. Питание схемы осуществляется от сети переменного тока напряжением 220 В, 50 Гц при суммарной мощности потребления электроэнергии в рабочем режиме от 0,4 до 2 кВт [102].

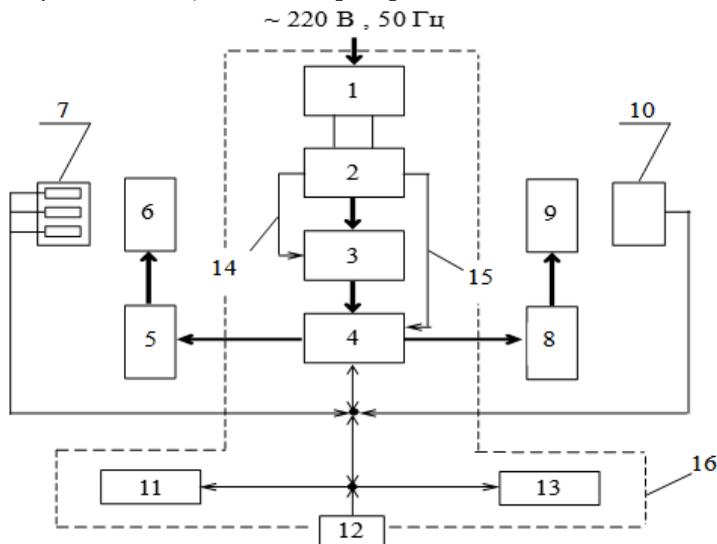


Рис.6.9. Структурная схема взаимодействия электронных узлов рекламного щита

Напряжение подается на коммутационный аппарат 1 (автомат защиты, магнитный пускатель), затем на блок 2 программирования режимов работы рекламного щита, преобразователя частоты (ПЧ) 3, устройств развязки и формирования необходимых напряжений. Выпрямленное и отфильтрованное напряжение с блока 2 поступает на преобразователь частоты (ПЧ) 3, формирующий трехфазное напряжение в диапазоне 15 - 220/380 В регулируемой частоты от 2 до 70 Гц. Связь 14 между блоком 2 и преобразователем 3 реализует амплитудное и программное управление работой ПЧ в режиме широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Переключающее устройство 4 по команде блока 2 посредством линии связи 15 подает напряжение от ПЧ на один из двух трехфазных короткозамкнутых асинхронных двигателей (5 или 8) для приведения в движение пустотелые валы 6 или 9 соответственно при протяжке или перемотке информационной ленты. Блок индуктивных датчиков 7 контроля положения кадров информации отслеживает их очередность и счет, изменяя состояние переключающего устройства 4 в процессе поступления сигналов пуска и торможения ленты с кадрами информации. Переносной программатор 10 позволяет изменять режимы работы всей системы управления рекламного щита (при необходимости), производить пусконаладочные работы и осуществлять ввод, отработку программы в полевых условиях без смены устройства управления 4 и подъема обслуживающего персонала на конструкцию рекламного щита. В зависимости от периода года, времени суток и освещенности видимость рекламных кадров может изменяться и снижать эстетическое восприятие сюжета. Для поддержания желаемой освещенности в рекламном щите введена подсветка 11, работающая в автоматическом режиме при изменении естественной освещенности среды, окружающей щит. Регулирование и сохранение необходимых температурных режимов внутри блока 16, объединяющего конструктивно все устройства и отдельные элементы «электроавтоматики» системы управления, осуществляется терморегулятором 13. При превышении температуры в конструкции блока 16 выше 30 °С автоматически включается вентилятор 12, обеспечивающий принудительное охлаждение радиаторов IGBT-транзисторов и других электронных узлов на ИС. Применение программируемого автоматического режима управления работой всех элементов силовой цепи и цепи управления обеспечивает надежное функционирование рекламного щита при температуре окружающей среды от -20 °С до + 40 °С.

## 6.5. Импульсные источники питания в системах управления и особенности их построения

### 6.5.1. Обобщенная структура импульсного источника питания систем управления

Анализ структурных схем ряда источников [25,57] оперативно-го питания (ИОП) систем управления силовых ЭУ МС, выполняющих задачи преобразования электроэнергии мощностью до 1, 5 кВт [18], позволяет выделить основные электронные узлы и блоки, на базе которых можно создать упрощенную схему ИОП, условно обеспечивающую на выходе необходимые уровни напряжений для функционирования СУ МС во всех режимах. Такой ИОП обычно включает в себя некоторый стандартный набор функциональных узлов (рис.6.10), необходимых для формирования и обеспечения номинальных технических характеристик (выходных параметров). В такой схеме класс преобразователей переменного тока в постоянный обозначается как AC-DC [19], включает в себя выпрямитель (с устройством ограничения пускового (зарядного) тока и ступени (DC-DC) преобразования постоянного напряжения (тока) в постоянное напряжение (ток) посредством электронного силового устройства - корректора коэффициента мощности (ККМ). Принято, что силовая часть ККМ выполняется по схеме повышающего импульсного регулятора с расчетным выходным напряжением [57]. В целях снижения потерь в транзисторах ККМ при коммутации, потерь в обмотке сглаживающего дросселя и его резном сердечнике (из аморфного железа) частота коммутации транзисторов не должна превышать 30 - 50 кГц. Однако при использовании ферритовых сердечников частота может быть повышена до 500 кГц и выше (до 1 МГц). Электронный блок DC-AC осуществляет преобразование постоянного напряжения в переменное, которое может быть трансформировано по уровню с необходимым коэффициентом трансформации ( $K_{\text{тв}}$ ) посредством высокочастотного ВЧ-трансформатора. Использование малогабаритных высоконадежных (планарных) электромагнитных трансформаторов [57,64] мощностью от 5 Вт до 20 кВт (частота преобразования от 20 кГц до 2,5 МГц) позволяет создавать портативные ИОП, преобразователи с улучшенными техническими показателями. Дальнейшее преобразование трансформированного напряжения высокой частоты (20-50 кГц) осуществляется электронным блоком AC-DC, на выходе которого устанавливается конденсатор

C, LC - фильтр (фильтр радиопомех). Управление всеми высоко- и слаботочными блоками ИОП осуществляется программно микроконтроллерами, входящими условно в блок (система управления, контроля и индикации).

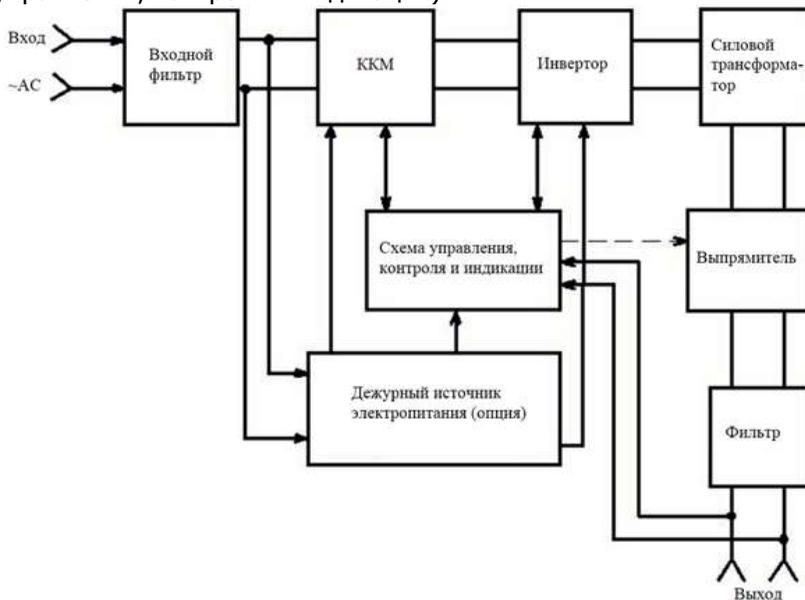


Рис.6.10. Развернутая структурная схема источника питания

В схеме показаны также дополнительные электронные узлы: входной сетевой фильтр, дежурный источник электропитания, вырабатывающий ряд напряжений для питания остальных элементов схемы. Входной и выходной фильтры радиопомех в схеме ИОП предназначены для защиты питающей сети от помех, генерируемых в электронных узлах преобразования электроэнергии. Следует отметить, что входной фильтр часто обеспечивается радиоэлементами, снижающими токи симметричной и несимметричной составляющих радиопомех, которые должны исключаться с учетом требований по электробезопасности выпрямителя согласно ГОСТ 30428-96, гр.В. В схеме предусмотрен отдельный (дежурный) источник электропитания собственных нужд (внутренних цепей ИОП), необходимость которого обусловлена сохранением работоспособности ЭУ при возникновении аварийных ситуаций в контуре нагрузки, что позволяет обеспечить расчетную надежность функционирования ЭУ и СУ МС в целом.

### 6.5.2. Особенности работы корректора коэффициента мощности

Работа неуправляемых выпрямителей (на диодах), управляемых (на тиристорах, транзисторах), например, в ИОП, сопровождается гармоническими составляющими тока ( $\sim i_c$ ), как в сети питающего переменного напряжения ( $\sim U_c$ ), так и на стороне постоянного тока, а также формированием угла ( $\varphi$ ) сдвига фаз между напряжением ( $\sim U_c$ ) и током ( $\sim i_c$ ), в цепи с R, RL - нагрузкой. Основной задачей КKM в этом случае и в преобразователях повышенной мощности является обеспечение (создание) особых (благоприятных) условий в работе питающей электрической сети с повышенным коэффициентом мощности электротехнического оборудования электроустановок, как со стороны поставщика, так и со стороны потребителя электроэнергии. Поэтому можно считать, что преобразователи типа AC-DC [19,25] с КKM, обеспечивающие синусоидальность тока, потребляемого от сети, при коэффициенте мощности близком к единице, являются сегодня технически наиболее сложными и востребованными устройствами преобразования электроэнергии. Детальный анализ методов коррекции ИОП [18] позволяет выделить важнейшие (существенные) свойства и их положительные стороны:

- коррекция процессов преобразования электрической мощности должна осуществляться с непрерывными токами как в сети питания на стороне переменного тока, так и на стороне постоянного тока, т.е. после корректора;

- эффективность работы преобразователя со стороны переменного тока, а также уровень качества напряжения на стороне постоянного тока могут быть оценены коэффициентом мощности, коэффициентом гармоник и коэффициентом пульсаций. т.е. на стороне как переменного, так и постоянного тока.

В общем случае, наилучшим решением можно считать, когда:

- переключение силовых элементов происходит с постоянной частотой;

- постоянное время открытого состояния ключа;

- возможность применения ШИМ - управления;

- «мягкие» условия переключения силового (блокирующего) диода.

Общим положением для всех возможных методов коррекции коэффициента мощности является то, что схема преобразователя должна работать с широким диапазоном изменения входного ( $\sim U_c$ ) напряжения, например, от 115 до 230 В. Такие условия значи-

тельно усложняют режимы работы ключевых элементов преобразователя (АС - DC), поскольку он воспринимает изменения входного напряжения, работа которых корректируется ККМ, что сопровождается, например, двукратным увеличением токов в ключевом элементе, блокирующем диоде, дросселе и входном диодном мосте. В результате переходных процессов на силовых элементах схемы появляются повышенные напряжения, что следует учитывать при выборе элементной базы. Особое внимание должно быть уделено выбору сглаживающего дросселя [18,57,86], от параметров которого зависят качество переходных процессов и уровень высокочастотных помех, наводимых ЭУ. Наличие помех негативно сказывается на работе электронных узлов преобразователя, информационном канале (ИК) и МС в целом. Поэтому при конструировании модуля (ЭУ) используют рекомендации [18-20,31] и новейшие схемотехнические решения [25] для обеспечения его работоспособности в условиях внутренних и внешних электромагнитных полей. Принятые мероприятия по блокированию электромагнитных полей позволяют эксплуатировать ЭУ в соответствии с нормативными документами: ГОСТ 13109-97, ГОСТ 30428-96, Отраслевой стандарт ОСТ 45.183-2001; Нормы 8-95; ГОСТ 11001-80; ГОСТ Р 51318.11 - 99 (СИСПР 11-97); ГОСТ Р 50414-92; ГОСТ Р 51317.3.2 -99 (МЭК 61000-3-2-95); ГОСТ 30374 - 95; ГОСТ Р 50007-92.

Основой построения ККМ является повышающий импульсный регулятор (ИРН-2), входной ток ( $i_c$ ) которого (рис. 6.11) при больших токах нагрузки является непрерывным и формирует незначительные промышленные помехи [20]. В реальном ККМ (рис.6.12) транзистор VT1 коммутируется с частотой  $f$  от 20 до 200 кГц и выше, следовательно, входной ток ( $i_c$ ) и ток дросселя ( $i_L$ ) содержат высокочастотные пульсирующие составляющие.

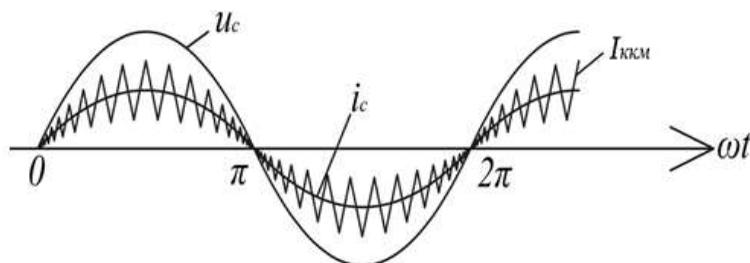


Рис.6.11. Ожидаемые формы напряжения и тока первичной сети

На интервале  $0 \leq \omega t \leq \pi$  напряжение на выходе ККМ зависит от  $\sim U_c$  в соответствии с выражением [57]:

$$U_{\text{вых}} = U_m \cdot \sin \omega t [1 / (1 - d_3)], \quad (6.3)$$

В этом случае коэффициент заполнения импульсов  $d_3$  изменяется во времени и может быть представлен в виде [41]:

$$d_3 = 1 - (U_m \cdot \sin \omega t / U_{\text{вых}}) \quad (6.4)$$

Анализ выражения (6.4) позволяет определить максимальное значение  $d_3$  в начале и конце полпериода сети, а также минимальное его значение при угле  $\omega t = \pi/2$ . Если наблюдается равенство амплитуды напряжения сети  $U_m$  и  $U_{\text{вых}}$ , то коэффициент заполнения  $d_3$  принимает значение равное нулю в середине полупериода сетевого напряжения.

Рассмотрим структурную схему ККМ, содержащую перемножитель сигналов (условно  $U_m \cdot \sin \omega t$ ) в контуре управления. Аналоговый «перемножитель» создает задающий сигнал синусоидальной формы в каждом полупериоде сети, перемножая выпрямленное сетевое напряжение с частью выходного напряжения корректора (сигналы 1 и 2, рис. 6.12). При этом на выходе «перемножителя» формируется токовый сигнал, имеющий форму выпрямленного сетевого напряжения и амплитуду, которая зависит от выходного напряжения.

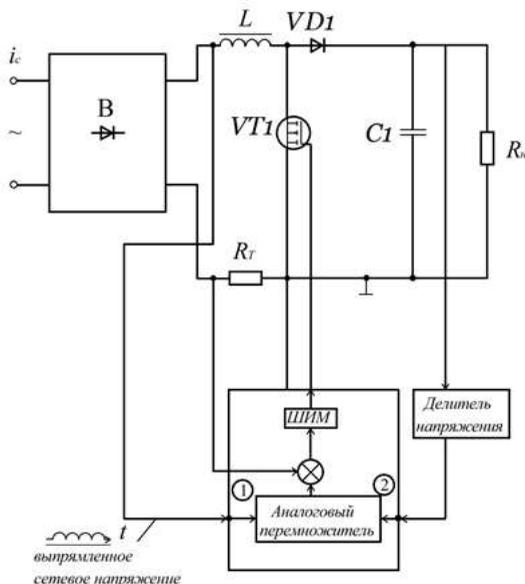


Рис. 6.12. Структурная схема ККМ с электронными узлами в контуре управления

Схема управления, выполненная по данному принципу, **позволяет** получить ток, потребляемый от сети ( $i_c$ ), близкий по форме к синусоиде, а также поддерживать стабильным постоянное напряжение  $U_{\text{вых}}$  на нагрузке корректора  $R_n$ . Реально схема управления ККМ несколько сложнее за счет введения дополнительных узлов, позволяющих работать от сети с напряжением  $\sim U_c$ , изменяющимся в пределах 115 - 230 В, обеспечивая при этом коэффициент  $K_M$ , близкий к единице, и изменение напряжения на выходе  $U_{\text{вых}}$  в пределах доли процента при многих дестабилизирующих факторах в сети питания и нагрузки.

Более подробная схема управления ККМ с использованием также «перемножителя» приведена на рис. 6.13. Здесь схема управления содержит контур по выходному напряжению — усилитель ошибки по напряжению (УОН), источник опорного напряжения ( $U_{\text{оп}}$ ), делитель, «квадратор» и контур по току — усилитель ошибки по току (УОТ), «перемножитель», источник опорного тока ( $i_{c.\text{оп}}$ ). Оба усилителя имеют цепи коррекции ( $z_{\text{оци}}$  и  $z_{\text{оци}}$ ), обеспечивая необходимое быстродействие и устойчивость работы ККМ. В контур по напряжению введены «квадратор» (т.е. осуществляется операция возведения в квадрат) и делитель, выполняющий операцию деления выходного сигнала УОН. Выходной сигнал ошибки по напряжению ( $u_{\text{юн}}$ ) делится на квадрат напряжения, пропорционального среднему (действующему) напряжению сети, прежде чем он умножается на опорный токовый сигнал. «Дополнительная цепь возведения напряжения, пропорционального сетевому напряжению ( $\sim U_c$ ), в квадрат и деления на эту величину поддерживает усиление в данном контуре постоянным. Без введения рассматриваемой цепи усиление контура по напряжению оказывается пропорциональным квадрату среднего сетевого напряжения (с изменением напряжения сети изменяется  $i_{c.\text{оп}}$  и амплитуда напряжения на входе регулятора)» [20,25,57]. Сигнал, задающий ток ( $i_{\text{то}}$ ), соответствует форме мгновенного выпрямленного сетевого напряжения, что определяет возможность достижения максимума коэффициента мощности.

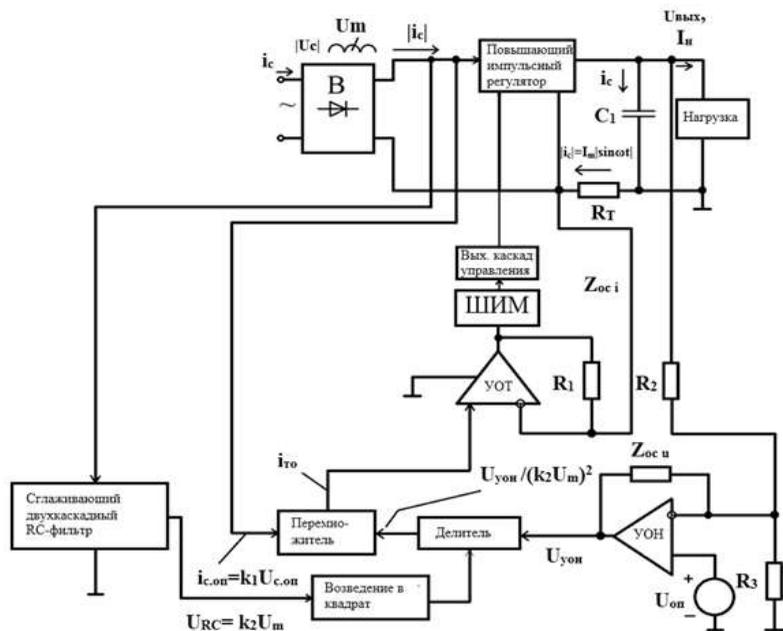


Рис. 6.13. Развернутая схема управления ККМ с электронными узлами

Возведение в квадрат и операция деления удерживают петлевое усиление (усиление разомкнутого контура) постоянным, поэтому полоса контура может быть приближена максимально к частоте сети в целях улучшения переходного процесса выходного напряжения, что важно при широком изменении сетевого напряжения. Выходной сигнал усилителя ошибки по напряжению при рассматриваемом методе управляет мощностью, доставляемой в нагрузку корректора. Рассмотрим работу схемы с учетом взаимодействия используемых электронных узлов. Если напряжение  $U_{\text{он}}$  в схеме постоянно, а сетевое напряжение удваивается, то задающий ток  $i_{\text{то}}$  также должен удвоиться. В действительности, согласно схеме этот сигнал делится на квадрат напряжения, пропорционального сетевому ( $\sim U_c$ ). В этом случае деление произойдет на число, пропорциональное первоначальному напряжению сети, умноженному на четыре. Поэтому задание входного тока ( $i_{\text{то}}$ ) окажется в два раза меньше своего исходного значения. Таким образом, повышение сетевого напряжения в два раза при одновременном уменьшении вдвое потребляемого тока означает сохранение выходной мощности на прежнем уровне, то

есть до изменения напряжения в сети переменного тока. Пусть амплитуда выходного сигнала «перемножителя» равна  $I_{то}$ . Ток-овый опорный сигнал пропорционален напряжению ( $\sim U_c$ ), а амплитуда сигнала  $i_{c.оп}$  равна  $I_{c.оп}$ :

$$I_{c.оп} = K_1 \cdot U_m, \quad (6.5)$$

где  $K_1$  - коэффициент пропорциональности.

Выходной сигнал ошибки по напряжению усилителя (только постоянная составляющая) равен  $U_{yон}$ , а выходной сигнал двухкаскадного сглаживающего RC- фильтра равен  $k_2 U_m$ , с учетом операций возведения в квадрат, деления и умножения. Следовательно, можно записать выражение для амплитуды выходного сигнала  $i_{то}$  [25] в виде:

$$I_{то} = K_1 U_m \cdot U_{yон} / (K_2 \cdot U_m)^2 = K_1 U_{yон} / K_2^2 \cdot U_m \quad (6.6)$$

В схеме сигнал  $i_{то}$  задает значение потребляемого тока сети ( $i_c$ ), что позволяет записать соотношение:

$$I_m = k_3 \cdot I_{т}, \quad (6.7)$$

где  $k_3$  – коэффициент пропорциональности между токами. Следовательно, мощность на входе ККМ при учете, что напряжение и ток сети синусоидальны, может быть представлена в виде:

$$P_{вх} = U_m \cdot I_m / 2 = K_1 k_3 U_{yон} / 2 K_2^2. \quad (6.8)$$

Анализ выражения (6.8) позволяет заключить, что входная мощность ККМ, так же, как и выходная, не зависит от уровня входного напряжения и определяется только расчетной нагрузкой. Схемотехническое решение (рис.6.13) может быть реализовано с использованием электронных компонентов отечественного производства. Из зарубежных микросхем рассмотренному принципу управления соответствует интегральная микросхема FAN4822 [25,57]. Технические характеристики упомянутой схемы позволяют использовать её в разработках специальных устройств на высоких частотах преобразования (сотни кГц) в преобразователях мощностью от 500 Вт и более. Данная схема имеет внутреннюю гальваническую развязку по «силовому контуру - земле» и цепи управления - «управляющую землю», что важно для схемотехнического проектирования ЭУ. Для создания ККМ с ШИМ - преобразованием можно использовать такие микросхемы: ML4819, ML4824, ML4826, TDA4817. В общем случае, применение указанных схем рассчитано для совместного использования в схемах управления преобразователями контроллеров, позволяющих реализовать хорошие технические возможности приведенных микросхем для построения источников питания с синусоидальным входным током при минимальном значении коэффициента гармоник входного и выходного напряжений.

При проектировании ИОП необходимо использовать все рекомендации нормативно-технической документации (НТД) для снижения потерь в каждом силовом электронном узле с целью обеспечения повышенного КПД.

Так, основой модуля DC - КKM - DC (см.рис.6.12) является электронный узел на базе типового корректора коэффициента мощности (КKM), применение которого обусловлено современными требованиями к уровню электромагнитных помех и гармоническому составу тока первичной сети. Такой режим в силовом контуре ИОП возможен, когда потребляемый ток сети  $I_n$  по форме совпадает с выпрямленным напряжением. Причем обеспечение режима обусловлено рядом факторов, в частности, определенным соотношением параметров силовых элементов контура коммутации:  $L, C, R_n, f_n$  - частоты переключения ключевого элемента VT1. При этом в сети создается обязательный режим *компенсации* - эквивалентный активной нагрузке в соответствии с требованиями ГОСТов, например, ГОСТ Р51317. 3.2.-99 (МЭК 61000 -3-2-95). Уточнить влияние каждого параметра на эффективность преобразования можно, если применить методы математического моделирования с использованием, например, программных пакетов MathCad 14, Matlab+Simulink (версии 6,5 ...2014,а и др. [1,88]), а результаты сравнить с последующими данными экспериментальных исследований. При реализации наилучшего схемотехнического решения значение КПД КKM ИОП может составить 0,98 - 0,99 [25,57].

## 6.6. Организация линий связи при управлении технологическими мехатронными модулями

### 6.6.1. Варианты исполнения соединяющих линий передачи сигналов

При проектировании систем управления (СУ) мехатронными модулями автоматизированных производств серьезной проблемой также является обеспечение «электромагнитной совместимости» силовых ЭУ и устройств микроэлектроники в процессе работы технологического оборудования. В этом случае упомянутая «электромагнитная совместимость» сводится к обеспечению нечувствительности электрических линий связи СУ между ЭМ и ЭММ, в частности, к перекрестным помехам, влиянию электромаг-

нитных полей силовых полупроводниковых чс и электромеханических преобразователей, а также индуктивно-емкостных колебаний токов и напряжений в соединительных проводниках. При решении этой проблемы в процессе создания ЭУ и монтажа СУ М и РТС исторически наблюдался переход от отдельных простых соединительных проводников к специальным проводам – «экранированным», т.е. навитыми на них и заземленными проводниками, коаксиальным кабелям, а в настоящее время - к световодным или волоконно-оптическим линиям передачи информации (ВОЛПИ) [35,37,45]. Причем каждый ЭММ или ЭУ является своего рода независимым устройством, присоединяемым к другим модулям для осуществления сложных функций при работе всей СУ МС. В настоящее время для межмодульных и межблочных соединений, длина которых не превышает  $\sim 10$  м, в робототехнических системах управления широко применяют различные линии связи для передачи информации, показанные на рис. 6.14 [96]. При этом самые простые и дешевые однопроводные линии используются почти в 40-60% всех существующих конструктивных решений РТК и РТС, технологического оборудования ряда промышленных производств.

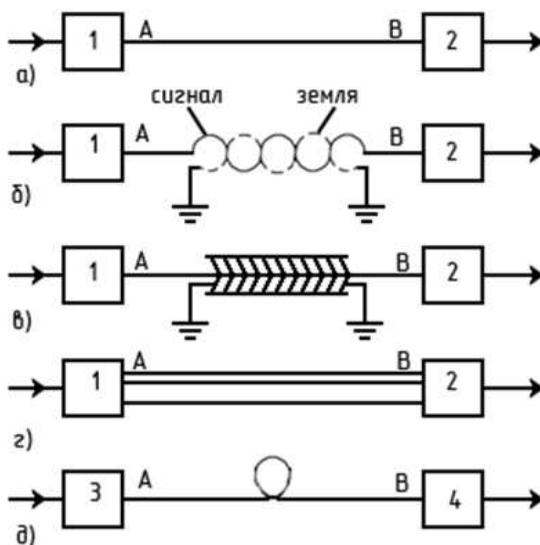


Рис. 6.14. Типы соединяющих линий в системах управления

технологическими комплексами: *а* - простейшая проводная линия; *б* - проводная линия «со скруткой»; *в* - коаксиальный кабель; *г* - плоский кабель; *д* - световодная линия

Однопроводные линии (рис.6.14,а) наиболее чувствительны к влиянию внешних промышленных помех. Навивка («скрутка») - витая пара изолированных проводников (от двух до восьми) - неэкранированная (типа UTP) и экранированная витая пара (типа STP) приведены на рис.6.14,б. Применение таких проводов, соединяющих друг с другом электронные модули и блоки, - самый простой метод улучшения характеристик «электромагнитной совместимости» линий передачи информации благодаря эффекту экранирования и понижению уровня помех, шума в передаваемом сигнале. Наилучший эффект достигается при применении для соединений коаксиальных кабелей (рис.6.14,в) и плоских ленточных кабелей типа (FRC) (рис.6.14,г). Плоские кабели представляют собой гибкие ленты из диэлектрика, на которые нанесены (соединительные проводники и экранирующие их заземляемые металлические слои) методом, применяемым при изготовлении плат печатного монтажа. Для плоского кабеля с шагом: 1,00 мм (или 1,27 мм) количество проводников в шлейфе может составлять от 20 ...50 (или 9 до 64), количество метров в бухте (76 м или 31м). Из характерных параметров, например, для плоского кабеля с шагом 1,00 мм следует отметить: материал проводника - луженая медь (сечение - 28ABG, 7x0,127 мм), материал изоляции - поливинилхлорид; рабочее напряжение - 300В; импеданс - 100 Ом; задержка сигнала - 4,7 нс/м; емкость - 46 пФ/м; индуктивность - 0, 46 мкГн/м; [22].

Создание волоконных световодов средней стоимости и новых оптических приемопередающих модулей [38,44,97] расширило возможность использования полимерных волокон в очень коротких световодных системах связи и передачи информации в СУ технологическим оборудованием (ТОБ) автоматизированных производств. На рис. 6.14,д показана схема простейшей световодной линии связи (системы), которая может быть применена для межмодульных соединений ТОБ, включая ПР. На рис. 6.15,а,б изображены соответственно двухпроводная линия для обмена данными между двумя электронными модулями в СУ, например, РТК и эквивалентная ей схема, на которой индуктивности обозначены  $L_{AB}$  и  $L_{CD}$ , а емкость -  $C_{DB}$ . В моменты «включения и переключения» емкость  $C_{DB}$  фактически замыкает цепь «накоротко», что ведет к экспоненциальному нарастанию разности потенциалов между точками В и D до некоторого значения  $U_s / 2$ , где постоянная времени  $\tau$  определяется из соотношения:

$$\tau = L_{\text{экв}} / Z_{\text{экв}} = (L_{AB} \parallel (L_{CD}) / (Z_{\text{вхB}} \parallel (Z_{\text{вхD}})), \quad (6.9)$$

где  $Z$  — импеданс схемы. В приведенной схеме протяженность соединительной линии равна 10 м,  $Z_{\text{экв}} = 50$  Ом и  $L_{\text{экв}} = 0,270$  мкГн. После подстановки характерных параметров в выражение (6.9) для определения  $\tau$ , значение последней составит:  $\tau = 270$  нГн/50 Ом = 5,4 нс.

Следовательно, по истечении времени от  $3\tau$  до  $4\tau$ , т. е. около 20 нс, параметры  $U_B$  и  $U_D$  приближаются к значению  $U_S / 2 = 1,5$  В, что подтверждает фактор появления задержки (20 нс) на «включение» узла В и «временной ошибки» запаздывания на включение узла D. Следует отметить, что «в линии возникает дополнительная слагающая помех — «звон» (ringing)», частота которого определяется из выражения [96]:

$$f_r = 1 / 2\pi \sqrt{(L_{AB} + L_{CD})C_{BD}} = 7,8 \text{ МГц}, \quad (6.10)$$

а длительность «звона» может составить не менее трех-четырех периодов {по выражению (6.10)}, причем частота пропускания  $f_n$  обычно ограничивается величиной  $\approx 2$  МГц, т. е.  $\approx 1/4 \cdot f_r$ .

В проводной линии передачи к общей заземленной шине обычно присоединяют большое число элементов системы, каждый из которых влияет на общий ток в цепи заземления. Тогда между узлами Е, В и F возникают разности потенциалов  $U_{EF}$  и  $U_{BF}$ , определяемые из выражений:

$$\begin{aligned} U_{EF} &= R_{EF} I_{dc} + L_{EF} \frac{dI_T}{dt}, \\ U_{BF} &= U_{AE} + U_{EF}, \end{aligned} \quad (6.11)$$

где  $R_{EF}$  - сопротивление цепи постоянного тока в шине заземления на участке EF;  $L_{EF}$  - индуктивность участка EF шины заземления;  $I_{dc}$  - постоянная слагающая тока в цепи заземления;  $I_T$  - переходный ток в шине «земля», возникающий при переключении коммутационной аппаратуры;  $U_{BF}$  - напряжение на конце линии (к узлу В). Параметры «контура заземления» могут значительно различаться в зависимости от материала и конструктивного исполнения контура. Если предположить, что реальные параметры линии с плоским кабелем длиной, например, 10 м в системе с цифровыми элементами (типа ТТЛ), например, состав-

лют:  $R_{EF} = 0,4 \text{ Ом}$ ,  $L_{EF} = 0,6 \text{ мкГн}$ ;  $I_{dc} \approx 1 \text{ А}$  и  $I_T = 1 \text{ А}$ , то для интервала переключения длительностью  $0,25 \text{ мкс}$ , на основании приведенных выше соотношений можно определить  $U_{EF} = = 0,4 U_{dc} \pm 2,4 \text{ В}$  [96].

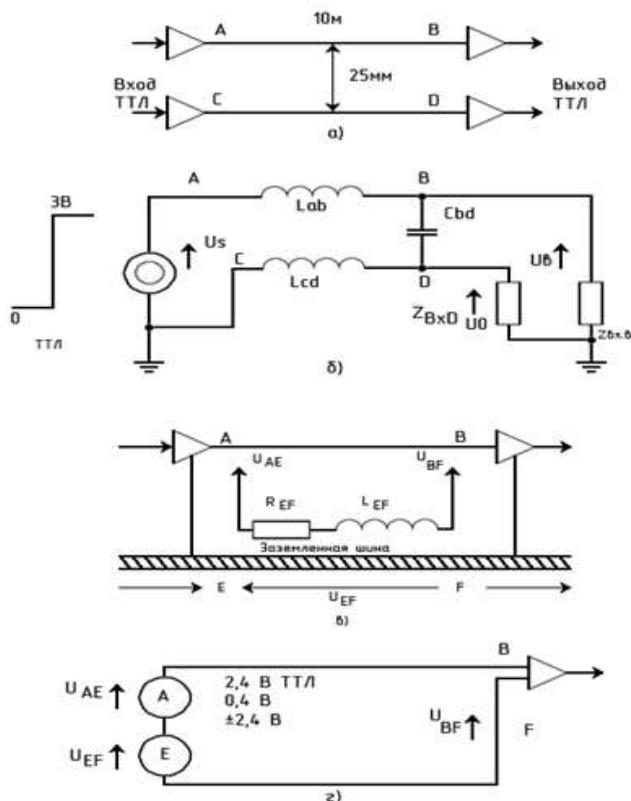


Рис. 6.15. Двухканальные проводные соединительные линии

Пример расчета показывает, что напряжение на нагрузочном конце В линии может достигать значений, приводящих к возникновению существенных «ошибок». Для исключения таких «ошибок» в линиях связи часто применяют дополнительные заземления, как показано на рис. 6.15,б,в. В этом случае наблюдается снижение эффективности линии примерно вдвое, поскольку по одним и тем же проводникам протекает ток цепи заземления. В практике проектирования СУ РТК часто используют в линиях «скруток» или коаксиальный кабель, характеристический импе-

данс которого определяется соотношением  $Z = \sqrt{2L/C}$ , где  $L$  и  $C$  - соответственно распределенные индуктивность и емкость линии. Для согласования контура «генератор-приемник» характеристический импеданс линии  $Z$  должен находиться в соотношении с импедансом нагрузки  $Z_L$  как  $Z \approx Z_L$ . Для типичной «скрутки» в этом случае могут быть приняты значения  $L = 320$  нГ/м и  $C = 63$  пФ/м, тогда  $Z \approx 100$  Ом. Относительно высокая стоимость изготовления и монтажа СУ ТОб, соединительные линии которых выполнены проводами - «скрутками» и коаксиальными кабелями, а также большие габариты собранных «жгутов» являются существенными недостатками «проводных коммутаций» электронных узлов и блоков управления МС.

### **6.6.2. Передающие оптические модули систем управления**

Применение «световодных» линий в СУ ТОб позволяет обеспечить гальваническую развязку соединяемых ЭММ и ЭУ (силовых и микроэлектроники), придать свойства «нечувствительности» линиям связи, указанным устройствам и аппаратам к электромагнитным помехам, повысить надежность работы СУ при передаче информации (данных) в процессе управления МС. Низкая стоимость полимерных волокон и обычных свето- и фотодиодов, работающих в видимой области спектра (при длинах волн порядка 0,6 мкм), делает затраты на световодные коммуникации в системах управления ТОб, РТК даже более низкими, чем на соединения модулей «скрученными» проводами. При этом для межмодульных и межблочных соединений в РТС не требуется ни градиентное, ни тем более одномодовое волокно [45]. Известно, что «при расстояниях между источником излучения и фотоприемником, не превышающих 10 м, могут применяться световодные линии из оптического волокна, имеющего повышенные потери (до 60-100 дБ/км), относительно большой диаметр сечения сердечника (200—500 мкм и даже более) с числовой апертурой, достигающей 0,5 [43,45]. Ширина полосы пропускания в ступенчатых многомодовых полимерных световодах может превышать 10 МГц. Световоды с такими характеристиками в настоящее время изготавливаются и применяются рядом зарубежных фирм для межмодульных и межблочных соединений устройств управления» [38,43] на промышленных объектах широкого назначения. На рис. 6.16 приведено типовое решение построения схемы световодной линии

для межмодульных и межблочных соединений ЭУ управления ТОБ. В процессе проектирования такой линии появляется необходимость:

- в определении минимальных требований к ширине «b» полосы пропускания сигналов,
- в выборе типов источников излучения и фотоприемников таким образом, чтобы линия «обладала требуемой высокой надежностью и имела достаточно большой энергетический резерв».

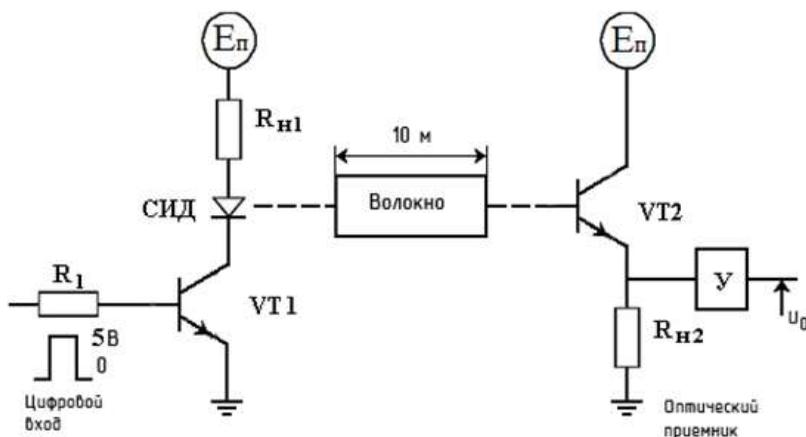


Рис. 6.16. Схема соединения двух модулей световодной линии

Для расчета ширины «b» полосы пропускания соединительной световодной линии при использовании наиболее дешевых волоконных световодов принимают значение  $b = 0,35 / \tau_{имп}$ , где  $\tau_{имп}$  - длительность фронта импульса световодной линии, определяемая по выражению [47,96] в виде:

$$\tau_{имп} = \sqrt{t_1^2 + t_2^2 + t_3^2 + t_4^2}, \quad (6.12)$$

где  $t_1$  - длительность фронта импульса, поступающего с выхода задающего устройства на цифровой вход ключа (транзистора VT1), управляющего светоизлучающим диодом (СИД) передающего устройства;  $t_2$  - время нарастания импульса света, генерируемого СИД;  $t_3$  - время, необходимое для регистрации импульса света фотоприемным устройством VT2 (фототранзистором ФТ);

$t_4$  - время нарастания импульса на входе электронного усилителя **У**, расположенного в фотоприемном (оптическом) устройстве. Для проектируемой соединительной (световодной) линии М и РТС в простейшем «случае (при опытном макетировании) могут быть выбраны следующие параметры:  $t_1 = 10$  нс,  $t_2 = 20$  нс,  $t_3 = 40$  нс,  $t_4 = 20$  нс,  $\tau_{ум}$  = 50 нс, мощность излучения  $\Phi_T = 5$  мВт; мощность излучения, принимаемая фотодетектором, т.е.  $\Phi_F = 40$  мкВт. Если сопротивление нагрузки составляет, например, 200 Ом, то на выходе фотодетектора будет получен сигнал 100 мВ» [43,50]. Такой сигнал можно усилить до необходимого значения, приемлемого для работы микроэлектронной аппаратуры (элементной базы), используемой при проектировании (создании) СУ ТОБ.

В общем случае, передающие оптические модули (ПОМ) предназначены для преобразования электрических сигналов в оптические и выполняются с использованием простейших схем на СИД до конструктивно сложных электронно-оптических устройств, например, с формирователями тока смещения (ФТС) в лазерных (LD) устройствах специального назначения [44]. В упрощенном виде ПОМ представляет собой оптическую головку, в которой размещаются собственно СИД и модулятор (рис.6.17).

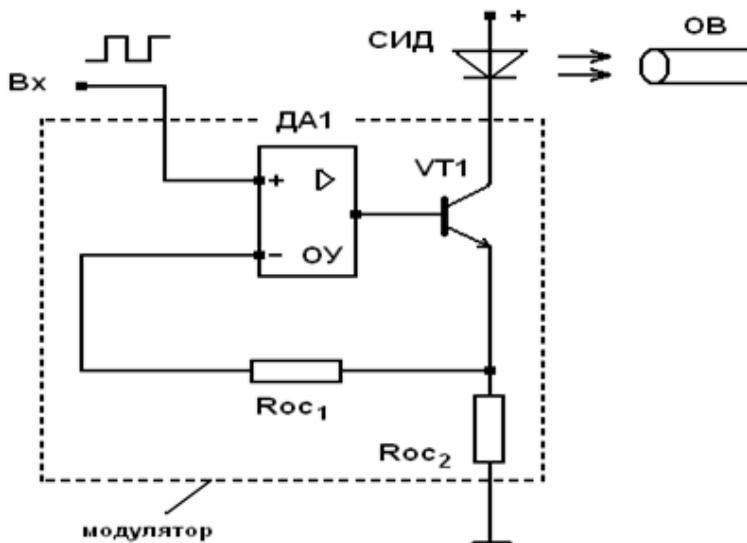


Рис. 6.17. Передающий оптический модуль (ПОМ)

Модулятор построен на микросхеме DA1 (операционном усилителе ОУ), транзисторе VT1 и резисторах ОС ( $R_{OC1}$ ,  $R_{OC2}$ ), решает задачу преобразования "напряжение - код" для формирования тока СИД. Для стабилизации теплового режима СИД последний установлен на теплоотводящем радиаторе.

Наиболее совершенными являются передающие оптические модули (ПОМ) с использованием лазеров (LD), которые успешно применяются для передачи информации на малые и большие расстояния [48,50]. При этом в оптической головке с LD (рис.6.18) расположены: лазер, модулятор, фотодиод и другие электронные узлы, с помощью которых сравниваются и корректируются формы импульсов напряжения (тока), а также стабилизируется режим работы LD.

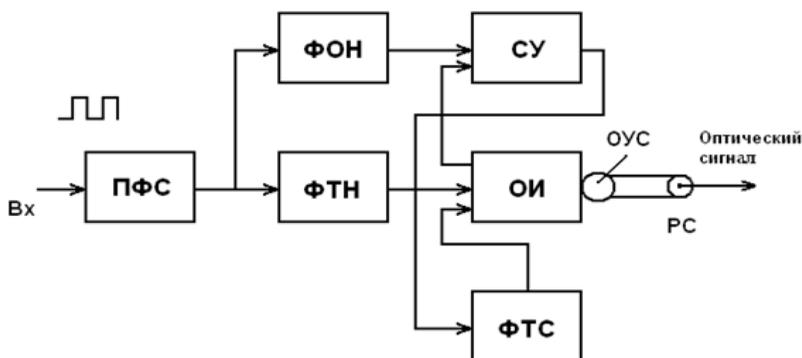


Рис. 6.18. Развернутая структура передающего оптического модуля

В схеме (см.рис. 6.18) введены следующие обозначения электронных узлов: ПФС – преобразователь формата сигнала; ФТН – формирователь тока накачки (импульсов LD); ОИ – оптический излучатель; ФОН – формирователь опорного напряжения; СУ – сравнивающее устройство; ФТС - формирователь тока смещения лазера; ОУС – оптическое устройство согласования; РС – разъемный соединитель. В указанной структуре также имеют место: источник излучения, узел электрического интерфейса и место сопряжения с ОК. Информационный электрический сигнал подается на вход схемы - преобразователя формата сигнала (ПФС), (например, в коде NRZ), который формирует на выходе последовательность униполярных импульсов (в коде RZ) для ВОЛС [44]. Это необходимо, поскольку используемый сигнал модулируется по интенсивности (1 – импульс излучения, 0 – отсутствие импульса). Для сложных лазерных систем добавляют и другие функции, как

мониторинг выходного сигнала, контроль цепи тока накачки, контроль температуры основных узлов. ФТН предназначен для формирования достаточно мощных импульсов тока, а также выполнения функции контроля по ограничению максимального тока накачки  $I_n$  лазера. С выхода ФТН импульсы тока поступают на ОИ:

-полупроводниковый **одномодовый** лазер, если кабельный участок достаточно протяженный. В качестве такого лазера применяют источники излучения, способные формировать одну моду – это лазеры с распределенной обратной связью {РОС или DFB, а также лазеры с распределенным «брегговским» отражением – РБО (DBR)}[43,50];

- **многомодовые лазеры** для средних длин линий;
- **гиннекционные светодиоды** для коротких линий.

Излучение из оптической головки (см.рис.6.18) выводится через отрезок оптического волокна (ОВ), к которому присоединяется оптоэлектронное (ОЭУ) или (фотоприемное ФПУ) устройство внешнего ТОБ для считывания (приема) передаваемой информации в процессе программного управления, например, скоростью движения суппорта, захватного устройства (ЗУ) ПР. При использовании лазеров в ОИ вводится схема стабилизации средней мощности излучения, состоящей из формирователя опорных напряжений (ФОН) и сравнивающего устройства СУ. При этом на вход ФОН подается информационный сигнал, а с выхода снимается напряжение, пропорциональное вероятности появления единиц в сигнале, и поступает на вход СУ. На другой вход СУ подается сигнал от “контролирующего фотодиода”, встроенного в ОИ. Выходной сигнал СУ интегрируется и используется для управления схемой формирователя тока смещения лазера ФТС. Таким образом осуществляется стабилизация средней мощности излучения лазера вне зависимости от статистических параметров информационного сигнала. ОУС – это встроенная шариковая линза, конструктивно объединенная с разъемным соединением РС, подключенным к ОВ. С ФТС сигнал поступает на формирователь импульсов тока накачки лазера (ФТН), на выходе которого обеспечивается формирование достаточно мощных импульсов тока, а также осуществляется контроль максимального значения тока накачки с подачей соответствующих сигналов в систему контроля. Необходимые для стабилизации данные поступают на вход схемы от фотодиода, регистрирующего интенсивность излучения лазера [43,50]. Важными характеристиками ПОМ являются: диапазон рабочих температур, мощность излучения; пиковое значение длины волны излучения; ширина спектральной полосы (на половине вы-

соты пика); время нарастания импульса; срок службы; напряжение в цепи питания и пространственное распределение мощности излучения на выходе. Большинство передающих модулей работает при температуре от 0 до 50-80 °С, но уже разработаны модули для режима работы при температуре от - 40 до + 70 °С. Необходимо отметить, что пиковое значение длины волны  $\lambda$  лазера указывается обычно для температуры +25° С. При повышении температуры длина волны увеличивается, а с понижением температуры уменьшается. Нормированная мощность излучения, т.е. отнесенная к мощности при + 25° С, принятая за 100%), на выходе модуля также уменьшается с повышением температуры.

### 6.6.3. Характеристики источников излучения передающих модулей

Из технических характеристик лазеров важнейшей является дискретность спектра излучения LD (рис.6.19), когда ширина линий излучения одной моды не превышает 0,01 нм, а число мод можно уменьшить с 17-13 до 1-ой посредством введения обратных связей ОС (распределенные и брегговские отражения) [44,48]. В одномодовых лазерах LD [35,37] резонатор имеет дифракционную решетку, которая подавляет боковые максимумы излучения. Поэтому при передаче информации, если кабельный участок связи технологического оборудования, ТМ и РТК достаточно протяженный, то основным элементом ОИ является полупроводниковый одномодовый лазер. На линиях средней длины используются многомодовые лазеры, а на коротких линиях – инжекционные светодиоды. Спектры излучения приборов и ваттамперные характеристики указанных типов LD представлены на рис. 6.19. Огибающая спектра излучения светодиода близка к кривой гауссовского закона распределения (рис. 6.19,а), где ширина спектра обычно определяется между значениями длин волн ( $\lambda$ ), на которых интенсивность излучения снижается по сравнению с максимальной на 3 дБ. В многомодовых лазерах активная область (область генерации квантов излучения) представляет собой объемный резонатор (резонатор Фабри-Перо). Для такого резонатора характерна сетка резонансных частот, что и определяет вид спектра данного лазера (рис. 6.19,б). В одномодовых лазерах в конструкцию резонатора вводится дифракционная решетка, которая позволяет подавить боковые максимумы излучения (рис. 6.19,в). Светодиоды, как источники излучения, относительно недороги и при прочих равных условиях более надежны. Однако

для них характерен высокий коэффициент ввода оптической мощности в ОВ из-за широкой диаграммы направленности излучения. Поэтому их используют совместно с многомодовыми волокнами, имеющими относительно большой диаметр сердечника. Широкий спектр излучения СИД приводит к большей хроматической дисперсии передаваемых сигналов, что требует соответствующего снижения длины секции ОК.

Схема управления и защиты лазера в ПОМ обычно содержит:

- цепи обратной связи для поддержания постоянства мощности излучения LD и защиты диода от воздействия слишком высокого входного сигнала;

- схему защиты, обеспечивающую защиту лазера от воздействий, связанных с неисправностями в цепи питания и паразитными электрическими колебаниями.

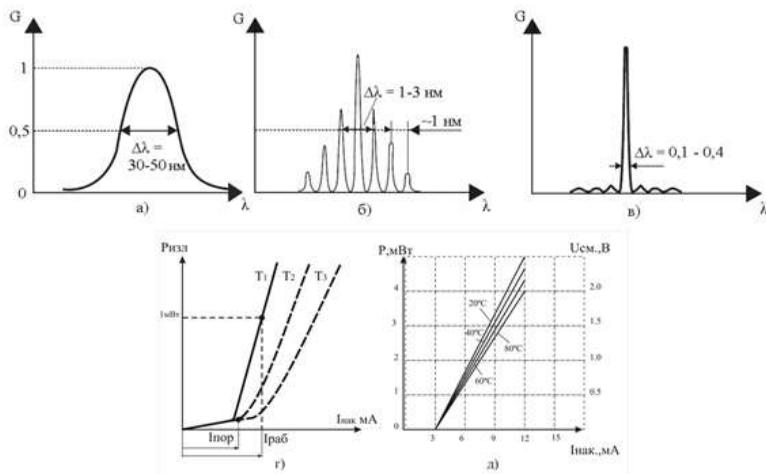


Рис. 6.19. Спектральные и ватт - амперные характеристики излучателей:  
 а) – инжекционного СИД; б) – многомодового LD; в) – одномодового LD; г) – ватт-амперная LD с резонатором Фабри-Перо; д) – низкопорогового LD.

В высокоскоростных системах передачи в качестве излучателей исключительно применяются одномодовые одночастотные LD (называются С<sup>3</sup>- лазеры), представляющие собой два оптически связанных лазера с резонаторами Фабри-Перо [44,45]. Указанные лазеры характеризуются температурной нестабильностью частоты, зависимой от температурных изменений показателя преломления полупроводниковой структуры. На рис.6.19,г приведена типовая ватт-амперная характеристика LD с резонатором Фабри-Перо, где по оси абсцисс отложен ток накачки, а по оси ординат -

выходная оптическая мощность. По кривой  $T_1$  можно определить мощность излучения  $P_{изл}$  при температуре окружающей среды  $t_{10c} = 20 \text{ }^\circ\text{C}$  для случая «допорогового» режима (спонтанное некогерентное излучение), когда ток изменяется от 0 до  $I_{пор}$ . При приращении тока накачки на величину  $\Delta I = I_{раб} - I_{пор}$  лазер работает в режиме когерентного излучения со спектральной шириной линии порядка 2...3 нм. При повышении температуры лазера, когда  $t_{0c}$  изменяется в соотношении  $(t_{10c} = 20 \text{ }^\circ\text{C}) < (t_{20c} = 45 \text{ }^\circ\text{C}) < (t_{30c} = 60 \text{ }^\circ\text{C})$ , зависимости выходной мощности  $\{P_{изл} = f(t)\}$  приведены тремя кривыми соответственно  $T_1, T_2, T_3$ . Повышение температуры лазера сопровождается смещением зависимости  $P_{изл}$  вправо, а величина порогового тока значительно увеличивается. Незменность тока накачки, в таких условиях, ведет к уменьшению выходной мощности  $P_{изл}$  лазера. В настоящее время ведутся исследования по снижению порогового и рабочего токов накачки лазера, а также уменьшению влияния температуры на характерные параметры LD. Создание инжекционных лазеров на основе «квантоворазмерных» структур  $\text{LnGaP/InGa-AsP}$  [35,44] с длиной волны излучения  $\lambda = 1,02 \dots 1,1 \text{ мкм}$  значительно улучшило характеристики ПОМ. Такие структуры позволяют получить минимальные изменения выходной мощности  $P_{изл}$ , т.е.  $\delta P < 0,5 \text{ дБ}$ , и порогового тока при изменении температуры от 20 до 80  $^\circ\text{C}$  (см.рис.6.19,д). Для компенсации возможных изменений мощности излучения  $\delta P$ , например, из-за деградации лазера или изменения температуры окружающей среды [46,48], необходимо, чтобы блок регулирования в системе изменял управляющий ток лазера  $\Delta I$  пропорционально интенсивности дестабилизирующего фактора, т.е.:

$$\delta P = G_i \Delta I, \quad (6.13)$$

где  $G_i$  — усиление, соответствующее воздействию дестабилизирующего фактора. В этом случае можно представить, что:

$$1 + G_i = \delta P / (\delta P), \quad (6.14)$$

где  $\delta P$  — собственное изменение мощности излучения, обусловленное дестабилизирующими факторами при отсутствии отрицательной обратной связи (ООС) в контуре регулирования тока лазера,  $\delta P$  — остаточное изменение мощности излучения лазера при наличии ООС.

В настоящее время широко применяют технологии кремния на сапфире [35], исходном лазерном материале с эффективной «излучательной» рекомбинацией, где особое влияние на характеристики прибора оказывают такие свойства как внутренняя генерация, поглощение излучения, отражение и «переизлучение».

Сегодня имеют место реальные наработки [35] по применению ВОЛПИ в промышленных системах и программируемых вычислительных устройствах: логических контроллерах, робототехнических комплексах [103] и т.д. Хорошие показатели по применению ВОЛПИ имеет недорогостоящая система типа HFBR -0501 (фирмы Hewlett Packard), обеспечивающая многофункциональные задачи по передаче информации со скоростью от 1 Мбод до 5 Мбод при длине кабеля связи 35 м (стандартное волокно) и 40-65 м (улучшенное волокно) и изменении максимальной допустимой температуры ОС в диапазоне от 25 °С до 70 °С. Перспективность применения волоконо-оптических линий передачи информации (ВОЛПИ) обусловлена нечувствительностью волоконно-оптических систем к воздействию электромагнитных излучений, промышленных помех широкого спектра частот, а также к влиянию высоких напряжений и электростатических полей, генерируемых, например, молниями.

### Контрольные вопросы

1. Поясните работу основных электронных силовых элементов и узлов функциональной микроэлектроники в микропроцессорной схеме «ТП-ДПТ»?
2. Какие параметры определяют быстродействие контура регулирования скорости по схеме «ТП-ДПТ»?
3. Поясните особенности построения структуры цифрового следящего привода (ЦСП) при многоконтурном управлении с использованием нескольких микроЭВМ?
4. Назовите узлы и электронные блоки в цифровой системе управления электроприводами МС, в которых появляются временные задержки при обработке сигнала?
5. Поясните функциональные задачи элементов в структурной схеме цифро-аналогового ЦЭП МС?
6. Какому способу управления ключами ШИП (симметричный, несимметричный или поочередный) следует отдать предпочтение для снижения прерывистости тока в контуре якоря ДПТ?
7. Какие способы формирования выходного напряжения используются в частотно-регулируемом электроприводе с АИН?
8. Поясните назначение диодов VD1...VD6 в схеме АИН?
9. Как влияет частота опорного напряжения на процесс формирования выходного напряжения инвертора?
10. Поясните назначение преобразователя частоты в схеме режиссурного щита?

11. Какую задачу выполняет переносной программатор при обслуживании рекламного щита?
12. Назовите основные электронные узлы источников оперативного питания СУ МС?
13. Какие функции в ИОП выполняет ККМ?
14. Как решается задача повышения электромагнитной совместимости при проектировании ИОП?
15. Приведите основные положения нормативно-технической документации по блокированию электромагнитных полей и повышению надежности работы ИОП в СУ?
16. Какие требования предъявляются к формированию выходного напряжения ИОП СУ?
17. Как обеспечивается нечувствительность электрических линий связи СУ между электронными и электромеханическими модулями МС (к перекрестным и электромагнитным помехам)?
18. Дайте обоснование к применению, поясните особенности конструкции и приведите характеристики плоских ленточных кабелей типа FRC?
19. Поясните принцип работы световодов для межмодульных и межблочных соединений электронных устройств управления МС?
20. Приведите схему ПОМ и поясните особенности работы при повышении температуры ОС?
21. Какие функции выполняют дополнительные электронные узлы: ПФС, ФТН, ФОН в схеме ПОМ?
22. Поясните особенности работы одномодовых и многомодовых лазеров в ПОМ СУ мехатронных и робототехнических систем?

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Учебное пособие включает шесть глав, изложение материала в которых выполнено несколько нетрадиционно, поскольку первая глава посвящена введению читателя в область применения и особенности проектирования электронных устройств мехатронных и робототехнических систем (М и РТС) широкого назначения. Последующие главы написаны по принципу «от простого к сложному», т.е. от раскрытия физических основ и принципов работы отдельных компонентов элементной базы силовой и слаботочной электроники до сложных электронных устройств (ЭУ) и электронных модулей (ЭМ), важнейших составляющих современных преобразователей электроэнергии и систем управления (СУ) ими, широко применяемых, например, в схемах электроприводов (М и РТС). Безусловно, для усвоения и закрепления изложенного материала целесообразно использовать практические и лабораторные занятия по ряду разделов учебного пособия. К сожалению, из-за ограниченного объема учебного пособия автор не приводит примерный перечень лабораторных стендов, новизну их решений, обеспечение технических характеристик и необходимый инструментарий для выполнения исследований. Поэтому автор учебного пособия с благодарностью отмечает, что по указанной тематике опубликовано ряд работ [105,106,107,108,109,110], где успешно используются сегодня современные методы математического моделирования для создания виртуальной лаборатории (с использованием компьютера) по исследованию электронных устройств и схемотехнических решений на их основе. Разнообразие программных продуктов для моделирования ЭУ, в частности, для проектирования и исследования электроприводов (ЭП) переменного, постоянного тока и СУ М и РТС, сегодня достаточно развито и доступно читателю, что позволяет получить хорошо сопоставимые результаты виртуальных исследований ЭУ на ЭВМ и в испытательных лабораториях фирм - производителей конкретных работ, поставляющих комплектующие изделия для сборки, например, СУ и комплектных электроприводов М и РТС.

## СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМЫХ СОКРАЩЕНИЙ

- АУУ – автоматическое устройство управления  
АД – асинхронный двигатель  
АТ – ассиметричный тиристор  
АИН – автономный инвертор напряжения  
АИТ – автономный инвертор тока  
АМ – амплитудная модуляция  
АЦП – аналого-цифровой преобразователь  
АК – аппаратный контроллер  
БОИ – блок обработки информации  
БТИЗ – биполярный транзистор с изолированным затвором  
БВД – быстровосстанавливающийся диод  
БИС – большая интегральная схема  
БЭА – блок электроавтоматики  
ВОЛС – волоконно-оптическая линия связи  
ВИД – вентильно - индукторный двигатель  
ВАХ – вольтамперная характеристика  
ВЭУ – выпрямительное электронное устройство  
ГОС – главная обратная связь  
ДЦ – демпфирующая цепь  
ДОС – датчик обратной связи  
ДНТ – датчик нулевого тока  
ДПТ – двигатель постоянного тока  
ДТ – датчик тока  
ИЭ – исполнительный элемент  
ИЭУ – инверторное электронное устройство  
ИОН – источник опорного напряжения  
ИКИ – инфракрасное излучение  
ИП – источник питания  
ИМС – интегральная микросхема  
ИМП – импульсный преобразователь  
ИУ – исполнительное устройство  
ИЗУ – измерительное устройство  
ИКМ – исполнительный конечный механизм  
ИМ – исполнительный механизм  
ИД – исполнительный двигатель  
ИТ – импульсный трансформатор  
ИОП – источник оперативного питания  
ИО – исполнительный орган  
ИПС – информационная подсистема

ИК – информационный канал  
ИПД – источник питания драйвера  
ИППН – источник питания постоянного напряжения  
ИИП – импульсный источник питания  
ИС – интегральная схема  
КА – коммутационный аппарат  
КЗ – кинематическое звено  
ККМ – корректор коэффициента мощности  
КУ – коммутационный узел (устройство)  
МСУ – микропроцессорная система управления  
М и РТС – мехатронные и робототехнические системы  
МСТ – тиристор с полевым управлением  
МА – машина-автомат  
МТМ - механизм технологической машины  
МДП – «металл – диэлектрик – полупроводник»  
МОП – «металл – окисел-полупроводник»  
МОС – местная обратная связь  
МП – механическая передача  
МО – мехатронный объект  
ММ – мехатронный модуль  
МИС – малая интегральная схема  
МС – мехатронная система  
MS - мультиплексор  
МПУ – микропроцессорное устройство управления  
НТ – «непрерывный» ток  
ОБ – включение транзистора по схеме с общей базой  
ОЭ – включение транзистора по схеме с общим эмиттером  
ОК - включение транзистора по схеме с общим коллектором  
ОБР – область безопасных режимов  
ОВ – оптоволокно  
ОС – окружающая среда  
ООС – отрицательная обратная связь  
ОУ – операционный усилитель  
ОУП – объект управления  
ОИ – оптический излучатель  
ПУ – преобразующее устройство  
ПКУ – параллельное корректирующее устройство  
ПТ – полевой транзистор  
ПрТ – «прерывистый» ток  
ПВ ШИМ – пространственно-векторная широтно-импульсная модуляция  
ПС – приводная система

ПР – промышленный робот  
ПКА – преобразователь «КОД-аналог» (или ЦАП)  
ПАК – преобразователь «аналог-КОД» (или АЦП)  
ПЧ – преобразователь частоты  
ПХ- передаточная характеристика  
ППН – преобразователь постоянного напряжения  
ПН – преобразователь напряжения  
ПОМ – передающий оптический модуль  
РТК – роботизированный технологический комплекс  
РО – рабочий орган  
РТС – роботизированная технологическая система  
СТАУ – современная теория автоматического управления  
СИД – светоизлучающий диод  
СПП – силовой полупроводниковый прибор  
СЭС - система энергоснабжения  
СЭУ – силовое электронное устройство  
САР – система автоматического регулирования  
САУ – система автоматического управления  
СП – следящий привод  
СД – синхронный двигатель  
СУ – система управления  
СУП – схема управления  
СВ – синхронный выпрямитель  
СЧ – силовая часть  
СИС –средняя интегральная схема  
СБИС – сверхбольшая интегральная схема  
ТКН – температурный коэффициент напряжения  
ТС – техническая система  
ТК – технологический комплекс  
ТОП – тиристор с обратной проводимостью  
ТМ – технологическая машина  
ТОБ – технологическое оборудование  
ТОМ – тормозная муфта  
ТО - оптотиристор  
ТЗ – техническое задание  
ТЭП – тиристорный электропривод  
ФИМ – фазоимпульсная модуляция  
ФЭМП – фильтр электромагнитных помех  
ФБ – функциональный блок  
ФР – фоторезистор  
ФД – фотодиод  
ФТ – фототранзистор

ФИ – формирователь импульсов  
ФИУ- формирователь импульсов управления  
ЛФД – лавинный фотодиод  
УКД – устройство контроля и диагностики  
УВ – управляемый выпрямитель  
УТВ – управляемый тиристорный выпрямитель  
УУ - устройство управления  
УКУ – устройство компьютерного управления  
УПЭ – усилительно-преобразовательный элемент  
УПУ – усилительно-преобразовательное устройство  
УЗ – устройство защиты  
УЭ-К – управляющий электрод-катод  
УМ – усилитель мощности  
УД – устройство диагностирования  
ЧУЭП – частотно-управляемый электропривод  
ЧПУ – числовое программное управление  
ЧИМ – частотно- импульсная модуляция  
ЧХ – частотная характеристика  
ЧЦП- частотно-цифровой преобразователь  
ЗЦ – защитная цепь  
ЗПТ – зона прерывистых токов  
ЗЦ и Д – защитная цепь и датчик  
ЗУ – захватное устройство  
ЗП Т– запираемый тиристор  
ЭМС – электромеханическая система  
ЭМП – электромеханический преобразователь  
ЭС – элемент сравнения  
ЭР –электронный регулятор  
ЭПС – энергетическая подсистема  
ЭМ – электрический модуль  
ЭММ – электромеханический модуль  
ЭУ – электронное устройство  
ЭМИУ – электромагнитное исполнительное устройство  
ЭИУ – электронное исполнительное устройство  
ЭП – электропривод  
ЭК- энергетический канал  
ЭлК – электронный компонент  
ЭлКЭК– электронный компонент энергетического канала  
ЭлКИК – электронный компонент информационного канала  
ЭМУ – электромагнитное устройство  
ЭтМ – электромагнитный модуль  
ЦФТП – цепь формирования траектории переключения



ЦР – цифровой регулятор

ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь

ЦСП – цифровой следящий привод

ЦОС – цепь обратной связи

ШИР – широтно-импульсное регулирование

ШИМ – широтно-импульсная модуляция

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Лукинов А.П. Проектирование мехатронных и робототехнических устройств: Учеб. пособие. - СПб.: Издательство «Лань», 2012. - 608 с.
2. Егоров О.Д., Подураев Ю.В. Мехатронные модули. Расчет и конструирование: Учебное пособие. - М.: МГТУ «Станкин», 2004. - 360 с.
3. Карнаухов Н.Ф. Электромеханические модули мехатронных систем. Основы расчета и проектирования. – Ростов н/Д: Издательский центр ДГТУ, 2001.-173 с.
4. Анучин А.С. Системы управления электроприводов: М.: Издательский дом МЭИ, 2015. - 373 с.
5. Герман – Галкин С.Г. и др. Цифровые электроприводы с транзисторными преобразователями / С.Г. Герман – Галкин, В.Д. Лебедев, Б.А. Марков, Н.И. Чичерин. – Л.: Энергоатомиздат, 1986. – 248 с.
6. Телипалов В.Н., Схиртладзе А.Г., Гизатулин Н.Г. Волоконно-оптические системы в машиностроении. Учебное пособие. - М.: Славянская школа, 2003. -166 с.
7. Следящие приводы: В 3 т. 2-е изд., доп. и перераб./ Под ред. Б.К. Чемоданова. Т.1: Теория и проектирование следящих приводов/ Е.С. Блейз, А.В. Зимин, Е.С. Иванов и др. – М.: Изд-во МГТУ им Н.Э. Баумана, 1999. – 904 с.
8. Карнаухов Н.Ф. Электромеханические и мехатронные системы. Учебное пособие. Ростов-на-Дону, «Феникс», 2006. – 320 с.
9. Флоренцев С.Н. Силовая электроника начала тысячелетия // Электротехника. – 2003 г. - № 6. – с. 3-9.
10. Карнаухов Н.Ф. Частотно-управляемый асинхронный электропривод мехатронных систем. Основы расчета и проектирования: учеб. пособие / Н.Ф. Карнаухов. - Ростов н/Д: ИЦ ДГТУ, 2009. - 229 с.
11. Соколовский Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием. – М.: Издательский центр «Академия», 2006.- 273 с.
12. Карнаухов Н.Ф., Прус В. А., Филимонов М. Н. Энергетические показатели электропривода при частотном способе управления асинхронным двигателем (статья). Труды VIII Международной научно- технической конференции по динамике технологических

систем/ ДГТУ. – Ростов н/Д, 2007. – Т. III. – с. 24-30.

13. Воронин П.А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение. Изд. 2-е, перераб. и доп.: М.: Издательский дом «Додэка – XXI», 2005. - 384 с.

14. Карнаузов Н.Ф., Линьков А.А., Ястребов А.Ю. Проблемы электро-магнитной совместимости применения преобразовательных устройств. Управление. Конкурентоспособность. Автоматизация. Сб. науч. тр. Ростов -н/Д.: Издательский дом «ИУИ АП». 2003. Вып.3.

15. Филонов И.П., Анципорович П.П., Акулич В.К. Теория механизмов, машин и манипуляторов. – Мн.: Дизайн ПРО, 1998.- 656 с.

16. Лохин В.М. Интеллектуальные системы управления: понятия, определения, принципы построения / В.М. Лохин, В.Н. Захаров // Мехатроника. 2001. - № 2.

17. Розанов Ю.К., Соколова Е.М. Электронные устройства электромеханических систем: Учеб. пособие для студентов высш. учеб. заведений/ Ю.К. Розанов, Е.М. Соколова. - М.: Издательский центр «Академия», 2004. - 272 с.

18. Твердов И., Кравченко М. Модули питания с высоким КПД и широким диапазоном входных напряжений.- Электронные компоненты. № 8, 2012.

19. Полищук А. Схемотехника современных мощных источников питания для телекоммуникационного оборудования и систем промышленной автоматики. - Силовая электроника.- №2, 2005.

20. Готтлиб И.М. Источники питания. Инверторы, конвертеры, линейные и импульсные стабилизаторы. – М.:Постмаркер, 2000.

21. Карнаузов Н.Ф. Статический преобразователь частоты. А.С. № 426292. Бюл. №13. Опубл.18.10.1974.

22. «Платан. Электронные компоненты». Каталог.-382 с.WWW.platan.ru.

23. Васильев А., Худяков В., Хабuzов В. Анализ современных методов и технических средств коррекции коэффициента мощности у импульсных устройств // Силовая электроника. 2004. №1.

24. Васильев А., Худяков В., Хабuzов В. Анализ современных методов и технических средств коррекции коэффициента мощности у импульсных устройств. - Силовая электроника. №2, 2004.

25. Нефедова Н.В., Каменев П.М., Большинова О.М. Карманный справочник по электронике и электротехнике. Изд. 3-е. Ростов н/Д. - Феникс. 2008.-283 с.

26. Микросхемы для современных импульсных источников пи-

тания. Справочник. /Сост.: Э.Т. Тагворян, М.М. Степанов. М.: Додэка. 2000.

27. Мелешин В.И., Якушев В.А., Фрейдлин С. Анализ транзисторного преобразователя постоянного тока с «мягкой» коммутацией // Электричество. 2000. №1.

28. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. Электрические цепи. М.: Высшая школа, 1973.- 752 с.

29. Чиженко И.М., Руденко В.С., Сенько В.И. Основы преобразовательной техники: Учебник для вузов. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Высшая школа, 1980.- 430 с.

30. Полуянович Н.К. Силовая электроника: Учебное пособие. Таганрог.: Изд-во ТРТУ, 2005. - 204 с.

31. Костиков В.Г., Парфенов Е.М., Шахнов В.А. Источники электропитания электронных средств. Схемотехника и конструирование: Учебник для вузов. - 2-е изд. - М.: Горячая линия - Телеком, 2001. - 344 с.

32. Тим Уилмсхерт. Разработка встроенных систем с помощью микроконтроллеров PIC. Принципы и практические примеры: Пер. с англ. К.: «МК- Пресс», СПб.: «КОРОНА-ВЕК», 2008. - 544 с.

33. Микропроцессорные системы регулирования. Основы теории и элементы: Учеб. пособие/ В.В. Солодовников, В.Г. Коньков, В.А. Суханов, О.В. Шевяков; Под ред. В.В. Солодовникова. - М.: Высш. шк., 1991. - 255 с.

34. Кангин В.В., Козлов В.Н. Аппаратные и программные средства систем управления. Промышленные сети и контроллеры.- М.: БИНОМ. Лаборатория знаний. 2010. - 418с

35. Ермаков Е.Н. Прикладная оптоэлектроника. Москва: Техносфера, 2004. - 416 с.

36. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство. Пер. с нем. - М.: Мир, 1983. - 512 с.

37. Захаров Н.П. Оптико-электронные узлы электронно-вычислительных средств, измерительных приборов и устройств автоматики: учебное пособие/ Н.П. Захаров, С.П. Тимошенко, Ю.А. Крупнов. – М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2009. - 335 с.

38. Тилипалов В.Н., Схиртладзе А.Г., Гизатулин Н.Г. Волоконно-оптические системы в машиностроении. Учеб. пособие. – М.: Славянская школа, 2003. – 166 с.

39. Валенко В.С. Полупроводниковые приборы и основы схемотехники электронных устройств / Под ред. А. А. Ровдо. – М.: Издательский дом «Додэка – XXI», 2001.- 368 с.

40. Москатов Е.А. Электронная техника. Таганрог. 2004. -121 с.

41. Аксенов А.И., Нефедов А.В. Отечественные полупроводниковые приборы. Справочное пособие. 5-е изд. М.: СОЛОН - Пресс, 2005. Серия «Ремонт», выпуск 59.

42. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. -Л.: Энергоатомиздат. 1988, - 304 с.

43. Бусурин И.И. , Носов Ю.Р. Волоконно-оптические датчики: физические основы, вопросы расчета и применения. М.: Энергоатомиздат, 1990. - 256 с.

44. Слепов Н.Н. Современные технологии цифровых оптоволоконных сетей связи. – М.: Радио и связь, 2000. - 468 с.

45. Карнаухов Н.Ф. Оптоэлектроника систем передачи информации: учеб. пособие/ Н.Ф. Карнаухов. - Ростов н/Д: Издательский центр ДГТУ, 2012. - 209 с.

46. Датчики. Справочник. Под редакцией З.Ю. Готры и О.И. Чайковского. 1994.

47. Интеллектуальные робототехнические системы: курс лекций: учеб. пособие для студентов вузов, обучающихся в области информационных технологий/ В.Л. Афонин, В.А. Макушкин. – М.: Интернет –Ун-т Информ. Технологий, 2005.- 208 с.

48. Базовые лекции по электронике. Твердотельная электроника. Т.2. /Под общ. Ред. В.М. Пролейко. – Техносфера. М.2009.

49. Носов Ю.Р., Сидоров А.С. Оптроны и их применение. – М.: Радио и связь, 1981. – 279 с.

50. Кочергин В.В. Следящие системы с двигателем постоянного тока. - Л.: Энергоатомиздат. -1988. - 168 с.

51. Бочаров Л.Н., Жебряков С.К., Колесников И.Ф. Расчет электронных устройств на транзисторах/ Л.Н.Бочаров, С.К., Жебряков, И.Ф. Колесников - М.:Энергия, 1978. - 208 с.

52. Нефедов А.В., Аксенов А.И. Транзисторы для бытовой, промышленной и специальной аппаратуры. Справочное пособие. Серия «Ремонт». - М.: СОЛОН - Пресс, 2006. -600 с.

53. Анисимов В.И. Топологический расчет электронных схем. Л., «Энергия», 1977.- 240 с

54. Расчет силового управляемого выпрямителя: Метод. указания/ сост. В.А. Герасимов. - Владивосток: Изд-во ДВГТУ, 2008. - 32 с.

55. Карнаухов Н.Ф. Устройство для управления тиристорами. А.С.№746832. Бюл. №25. Опубл. 07.07.1980.

56. Петрушин А.Д. Энергосберегающие вентильно-индукторные и асинхронные электроприводы для электроподвижного состава. Монография. Ростов-на-Дону.: издательство Северо-Кавказского научного центра высшей школы, 1999.- 72с.

57. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. М.: Техносфера, 2005. - 632 с.
58. Семенов Б.Ю. Силовая электроника для любителей и профессионалов. – М.: Солон – Р, 2001. – 321 с.
59. Верхулевский К. Планарные трансформаторы (Payton Planar Magnetics) для малогабаритных высоконадежных применений. - Силовая электроника. 2015. №3.
60. Флоренцев С.Н.. Силовые IGBT-модули — основа современного преобразовательного оборудования// Электронные компоненты. —2002. — № 6. - с. 11-17.
61. Уильямс Б. Силовая электроника: приборы, применение, управление. Справочное пособие: пер. с англ. - М.: Энергоатомиздат, 1993.
62. Ровдо А.А. Полупроводниковые диоды и схемы с диодами. - М.: Лайт Лтд., 2000.
63. Флоренцев С.Н. Современное состояние и прогноз развития приборов силовой электроники. Обзор/аппаратные средства. СТА2/2004. [WWW.Sta.Ru](http://WWW.Sta.Ru).
64. Бормотов А., Гришанин А., Мартыненко В., Мускатиньев В., Чибиркин В., Современные силовые полупроводниковые приборы для энергоэффективных технологий. - Электроника: НТБ, выпуск #4 / 2010.
65. Ратмиров В.А. Управление станками гибких производственных систем. – М.: Машиностроение, 1987. – 272с.
66. Загинайлов В.И., Шеповалова Л.Н. Основы автоматики. – М.: Колос, 2001.- 200 с.
67. Сосонкин В.Л., Мартинов Г.Л. Архитектура цифровых следящих приводов подач технологических машин. - Мехатроника, автоматизация, управление. - 2005, № 10.
68. Сторожев В.В., Феоктистов Н.А. Системотехника и мехатроника технологических машин и оборудования. Монография. М.: Издательство - торговая корпорация «Дашков и К<sup>о</sup>», 2015 - 403 с.
69. Чудаков А.Д. Системы управления гибкими комплексами механообработки, - М.: Машиностроение, 1990. – 240с.
70. Микропроцессорное управление электроприводами станков с ЧПУ/ Э.Л. Тихомиров, В.В. Васильев, Б.Г. Коровин, В.А. Яковлев. - М.: Машиностроение, 1990. - 320 с.
71. Карнаузов Н.Ф. Электрические и гидравлические приводы мехатронных систем: учеб. пособие / Н.Ф. Карнаузов. - Ростов-н/Д: Издательский центр ДГТУ, 2015. - 345 с.
72. Коськин Ю.П. Введение в электромеханотронику. - СПб.:

Энергоатомиздат, 1991. - 192 с.

73. Микроэлектронные устройства автоматики: Учеб. Пособие для вузов / А.А. Сазонов, А.Ю.Лукичев, В.Т. Николаев и др.; Под ред. А.А.Сазонова.- М.: Энергоатомиздат, 1991.- 384 с.

74. Сазонов А.А., Корнилов Р.В., Кохан Н.П. и др. Автоматизация технологического оборудования микроэлектроники / Под ред. А.А. Сазонова.- М.: «Высшая школа», 1991.- 332 с.

75. Электрические системы и сети в примерах и иллюстрациях: Учебное пособие для энергетич. спец. / В.В. Ежков и др.; Под ред. В.А. Строева. – М.: Высшая школа, 1999.- 350 с.

76. Карнаухов Н.Ф., Пудова Ю.В., Филимонов М.Н. Улучшение характеристик частотного электропривода технологических машин в зоне малой скорости движения исполнительного механизма. - Молодежь. Техника. Космос: тр. IV Общерос. молодеж. науч.-техн. конф. (с междунар. участием), 14-16 марта/ Балт. гос. техн. ун-т. - СПб., 2012. - (Б-ка журн. «ВОЕНМЕХ. Вестник БГТУ», № 15. с.331-333).

77. Патент РФ № 2278458 Российской Федерации. Устройство для запуска сетевого преобразователя напряжения // Н.Ф. Карнаухов (RU), Н.Д. Зиновьев (RU), М.Э. Шошиашвили (RU), Г.А. Пяткин (RU), заяв. от 21.01.2005 г; опубл. 20.06.2006. Бюл. № 17.

78. Карнаухов Н.Ф. Особенности формирования циклических режимов частотного электропривода технологических машин в зоне малой скорости движения исполнительного механизма / Н.Ф. Карнаухов, М.Н. Филимонов, А.И. Изюмов // Вестник ДГТУ. – 2012. – № 6 (67).

79. Карнаухов Н.Ф., Филимонов М.Н., Статовой Д.А. Коррекция механических характеристик частотного электропривода технологических машин в зоне малой скорости движения исполнительного механизма. - Наука, техника и технология XXI века (НТТ-2013) [Текст]: материалы Международной научно-технической конференции - Нальчик: - Каб.- Балк. ун-т, 2013. - 433 с.

80. Краснопрошина А.А., Скаржепе В.А., Кравец П.И. Электроника и микросхемотехника. Ч.2. Электронные устройства промышленной автоматики; Учебник/ Под общ. ред. А.А. Краснопрошиной. - К.: Выща шк. Головное издательство, 1989. - 303 с.

81. Патент РФ № 2224350 Российской Федерации. Схема питания электропривода со сглаживающим дросселем в цепи постоянного тока / Н.Ф. Карнаухов, Р.С. Мироненко, М.Н. Филимонов, – заявл. 10.09.2003; опубл. 20.02.2004. Бюл. № 5.

82. Карнаухов Н.Ф., Филимонов М.Н. Нечеткое управление температурным режимом работы асинхронного двигателя частот-

но-регулируемого электропривода мехатронной системы. Интеллектуальные системы: тр. Седьмого междунар. симп., г. Краснодар, 26-30 июня/ Кубан. ин-т информзащиты. - М., 2006.

83. Эраносян С.А. Сетевые блоки питания с высокочастотными преобразова-телями. – Л.: Энергоатомиздат. Лен.отд., 1991. – 176 с.84. Колосов В.А. Электропитание стационарной РЭА. Теория и практика проектирования. – М.: « Радио и связь », 1992. -160 с.

84. Карнаухов Н.Ф. Импульсные преобразователи исполнительных устройств электромеханотронных систем: Учеб. пособие / ДГТУ, Ростов-на-Дону, 1994.

85. Сидоров И.Н., Христинин А.А, Скорняков С.В. Малогабаритные магнитопроводы и сердечники. М.: Радио и связь, 1989.

86. Карнаухов Н.Ф., Мартынов В.В., Статовой Д.А. О минимизации индуктивности сглаживающего дросселя тиристорного электропривода в граничном режиме работы преобразователя. - Вестник Дон. гос. техн. ун-та. - 2013. - № 7/8 (75). - с.88-96.

87. Каталог электронных компонентов 5.1. Элтех.  
[www.eltech.spb.ru](http://www.eltech.spb.ru).

88. Герман-Галкин С. Г. Matlab & Simulink. Проектирование мехатронных систем на ПК. - СПб.: КОРОНА - Век, 2008. - 368 с.

89. Шипилло В.П. Операторно-рекуррентный анализ электрических цепей и систем. - М.: Энергоатомиздат, 1991. - 312 с.

90. Карнаухов Н.Ф., Филимонов М.Н., Ушаков С.А. Установка для демонстрации рекламно-информационного материала и система автоматического управления перемещением носителя информации. Патент на полезную модель № 36914 от 27. 03. 2004. Бюл. № 9.

91. Г. Корн и Т. Корн. Справочник по математике (для научных работников и инженеров). – М., Изд-во «Наука», 1974. - 831 с.

92. Ерофеев Ю.Н. Импульсные устройства: Учеб. пособие для вузов по спец. «Радиотехника». - М.: Высш. шк., 1989. - 527 с.

93. Баранов С.И., Скляр В.А. Цифровые устройства на программируемых БИС с матричной структурой. - М.: Радио и связь, 1986. - 272 с.

94. Алексеев К.Б., Палагута К.Б. Микроконтроллерное управление электроприводом. Учеб. пособие. Изд-во МГИУ. 2008. - 297с.

95. Лабораторные работы по основам промышленной электроники: Учеб. пособие для неэлектротехнических спец. вузов / О.М. Князьков, А.Е. Краснопольский, П.С. Культиасов и др.- М.: Высш. шк., 1989. - 175 с.

96. Красюк Б.А., Корнеев Г.Н. Оптические системы связи и

световодные датчики. Вопросы технологии. – М.: Радио и связь, 1985. – 192 с.

97. Волоконная оптика. Сб. статей. - М.: Оптиктеком / Изд-во «ВиКо», 2002.

98. Якубовский С.В., Барканов Н.А., Ниссельсон Л.И., Топешкин М.Н., Ушибышев В.А. Аналоговые и цифровые интегральные микросхемы: Справочное пособие/ С.В. Якубовский С.В., Н.А Барканов., Л.И Ниссельсон. и др. Под ред. С.В. Якубовского. - М.: Радио и связь. 1984. - 432 с.

99. Левшина Е.С., Новицкий П.В. Электрические измерения физических величин: (Измерительные преобразователи). Учеб. пособие для вузов. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отделение, 1983. - 320 с.

100. Булатов О.Г., Царенко А.И. Тиристорно-конденсаторные преобразователи. - М.: Энергоатомиздат, 1982. -216 с.

101. Электротехнический справочник. ВЭТ. Т3: в 2 кн. Кн.2 Использование электрической энергии. Под общ. ред. профессоров МЭИ: И.Н. Орлова (гл. ред.) и др. - М.: Энергоатомиздат, 1988, - 630 с.

102. Юревич Е.И. Основы робототехники. - 2-е изд., перераб. и доп. - СПб.: Петербург, 2005. - 416 с.

103. Тиристорные преобразователи частоты в электроприводе/А.Я Бернштейн, Ю.М. Гусяцкий, А.В. Кудрявцев, Р.С. Сарбатов; Под ред. Р.С. Сарбатова. - М.: Энергия, 1980. - 328 с.

104. Пронин М.В., Воронцов А.Г. Силовые полностью управляемые полупроводниковые преобразователи (моделирование и расчет). Под редакцией Крутякова Е.А. СПб.: «Электросила», 2003. -172 с.

105. Дьяконов В.П. Mat lab R2007/2008/ 2009 для радиоинженеров. - М.: ДМК Пресс, 2010. - 976 с.

106. Герман-Галкин С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MATLAB 6.0.:Учебное пособие.-СПб.: КОРОНА принт, 2001.-320 с.

107. Черных И.В. Моделирование электротехнических устройств в MATLAB, SinPower Systems и Simulink. - М.: ДМК Пресс; СПб.: Питер, 2008. - 288 с.

108. Терехин В.В. Основы моделирования в MATLAB. Часть 2. Simulink. Учебное пособие. Новокузнецк. Кемеровский государственный университет. 2004. - 302 с.

109. Новгородцев А.Б. Расчет электрических цепей в MATLAB: Учебный курс. - СПб.: Питер, 2004. - 250 с.

110. Антипенский Р.В., Фадин А.Г. Схемотехническое проекти-



рование и моделирование радиоэлектронных устройств. М.: Техносфера, 2007. -128 с.