

А. А. Краснопрошина

В. А. Скаржепа

П. И. Кравец

ЭЛЕКТРОНИКА и МИКРО- СХЕМОТЕХНИКА

ЧАСТЬ

II

2067-28

А. А. Краснопрошина

В. А. Скаржепа

П. И. Кравец

ЭЛЕКТРОНИКА И МИКРО- СХЕМОТЕХНИКА

ЧАСТЬ ВТОРАЯ

ЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА
ПРОМЫШЛЕННОЙ АВТОМАТИКИ

Под общей редакцией
доктора технических наук,
профессора
А. А. КРАСНОПРОШИНОЙ

*Допущено
Государственным комитетом СССР
по народному образованию
в качестве учебника
для студентов вузов,
обучающихся по специальности
«Автоматика и управление
в технических системах»*

АБОНЕМЕНТ-2

КИЕВ
ГОЛОВНОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО
ИЗДАТЕЛЬСКОГО ОБЪЕДИНЕНИЯ
«ВЫЩА ШКОЛА»
1989

624.38(075)

ББК 32.844.1я73

✓ K78

УДК 62—52 (07)

Рецензенты:

канд. техн. наук, доц. В. В. Иванов,
д-р техн. наук, проф. В. А. Игнатов

Редакция литературы по информатике
и автоматике

Редактор *Ж. Г. Давиденко*

Краснопрошина А. А., Скаржепа В. А., Кравец П. И.

K78 Электроника и микросхемотехника. Ч. 2. Электронные устройства промышленной автоматики: Учебник / Под общ. ред. А. А. Краснопрошиной.— К.: Выща шк. Головное изд-во, 1989.— 303 с.

ISBN 5-11-001789-1.

В учебнике рассмотрены усилительные, выпрямительные, регулирующие и преобразовательные устройства для управления исполнительными элементами систем промышленной автоматики. Описаны их статические и динамические характеристики, способы коррекции и линеаризации.

Для студентов вузов, обучающихся по специальности «Автоматика и управление в технических системах». Будет полезен студентам других специальностей, аспирантам, инженерно-техническим работникам, занимающимся изучением, разработкой и эксплуатацией электронных схем и систем.

К $\frac{2302030000-180}{M211(04)-89}$ 182—89

ББК 32.844.1я73

ISBN 5-11-001789-1

© Издательское объединение
«Выща школа», 1989

НТБ БПИ
г. ВИННИЦА

Оглавление

<i>Введение</i>	5
Глава 1	
Общие принципы построения и особенности ЭУПА	
1.1. Общие характеристики нагрузок ЭУПА	10
1.2. Общие характеристики возмущений, влияющих на структуру ЭУПА	18
1.3. Обобщенная схема ЭУПА для управления исполнительными механизмами	21
1.4. Особенности работы ЭУПА в системах автоматического управления	23
1.5. Основные требования, предъявляемые к ЭУПА	26
Глава 2	
Электронные регуляторы. Основные характеристики	
2.1. Способы управления электронными регуляторами	31
2.2. Исполнительные органы электронных регуляторов	38
2.3. Регулировочные характеристики электронных регуляторов	45
2.4. Энергетические характеристики электронных регуляторов	47
2.5. Качественные характеристики ЭР	55
2.6. Динамические характеристики ЭР	61
2.7. Динамические характеристики ИО	64
Глава 3	
Электронные регуляторы с импульсным управлением на основной и повышенной частотах	
3.1. Общие сведения	68
3.2. Однофазные электронные регуляторы с естественным выключением тиристорov ИО	69
3.3. Трехфазные электронные регуляторы с естественным выключением тиристорov ИО	76
3.4. Схемы управления электронных регуляторов с естественным выключением тиристорov ИО	85
3.5. Схемы управления однофазных ЭР повышенной точности	91
3.6. Схемы управления трехфазных ЭР	107
3.7. Электронные регуляторы с полностью управляемыми ИО	110
3.8. Схемы управления электронных регуляторов с полностью управляемыми ИО	116
Глава 4	
Электронные регуляторы с низкочастотным импульсным управлением	
4.1. Особенности электронных регуляторов с низкочастотным импульсным управлением	121
4.2. Регулировочные характеристики электронных регуляторов с низкочастотным импульсным управлением	127

4.3. Энергетические характеристики электронных регуляторов с низкочастотным импульсным управлением	135
4.4. Качественные характеристики электронных регуляторов с низкочастотным импульсным управлением	141
4.5. Динамические характеристики регуляторов с низкочастотным импульсным управлением	145
4.6. Формирователи сигнала управления для ИО электронных регуляторов с низкочастотным импульсным управлением	152
4.7. ФСУ позиционного типа на генераторах весовых последовательностей	157
4.8. ФСУ последовательного типа	160
4.9. ФСУ для группы синхронно работающих регуляторов с низкочастотным импульсным управлением	177
4.10. Узлы согласования ФСУ с многофазными ИО регуляторов с низкочастотным импульсным управлением	183

Глава 5

Электронные регуляторы переменного напряжения с релейным и релейно-импульсным управлением

5.1. Особенности регуляторов с релейным и релейно-импульсным управлением	199
5.2. Основные характеристики релейных регуляторов переменного напряжения	203
5.3. Основные характеристики релейно-импульсных регуляторов	213
5.4. Формирователи сигнала управления для релейных и релейно-импульсных регуляторов	

Глава 6

Устройства регулирования и стабилизации постоянного напряжения

6.1. Общие сведения	218
6.2. Нерегулируемые выпрямители	219
6.3. Регулируемые выпрямители	224
6.4. Работа выпрямителей на сглаживающие фильтры	228
6.5. Электронные импульсные регуляторы постоянного напряжения с широтно-импульсным управлением	231
6.6. Сглаживающие фильтры	244
6.7. Стабилизаторы напряжения	247

Глава 7

Инверторы и преобразователи частоты

7.1. Общие сведения	268
7.2. Автономные инверторы	270
7.3. Инверторы, ведомые сетью	278
7.4. Непосредственные преобразователи частоты	281
7.5. Двухзвенные преобразователи частоты	288
Список рекомендуемой литературы	302
Предметный указатель	303

Электронные устройства промышленной автоматики (ЭУПА) предназначены для преобразования электрической энергии промышленной сети и мощных источников автономного питания в энергию управления электрическими исполнительными устройствами и механизмами, для нормирования ее по величине и упорядочения во времени в соответствии с принципом их работы. Такими исполнительными устройствами могут быть электрические двигатели постоянного и переменного тока, шаговые двигатели, электрические нагревательные элементы, мощные осветительные приборы, гальванические ванны, электродуговые и индукционные нагревательные системы, мощные лазерные и электронно-лучевые установки, сварочные автоматы и др. На основе ЭУПА строятся также источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры, обеспечивающие постоянное стабильное напряжение питания всех элементов системы автоматического управления (САУ).¹

Место ЭУПА в САУ представлено на упрощенной структурной схеме (рис. В.1), где состояние объекта управления (ОУ) определяется первичными измерительными преобразователями, информационные сигналы которых усиливаются, нормируются и преобразуются в стандартную унифицированную форму (амплитуду постоянного напряжения, частоту импульсов или цифровой код) с помощью блока согласующих, нормирующих и преобразующих элементов и подаются в логическую информационную часть САУ.

Логическая информационная часть выполняет операции логической и арифметической обработки информационных сигналов и в соответствии с сигналами задания и алгоритмами работы вырабатывает информационные воздействия для управления состоянием объекта. В качестве логической информационной части могут использоваться простейшие устройства аналогового и цифрового регулирования, вырабатывающие управляющие воздействия в результате преобразования ошибки управления по элементарным законам — пропорционально-интегральному, пропорционально-дифференциальному, пропорционально-интегрально-

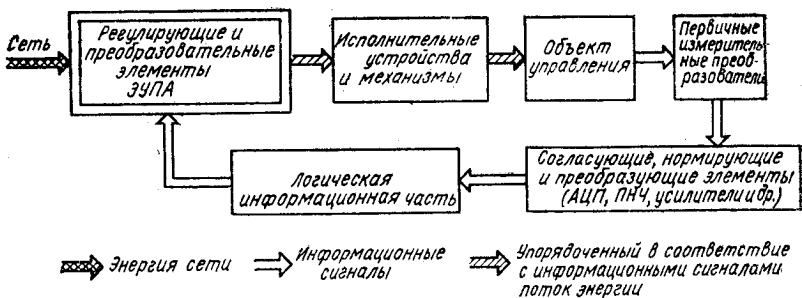


Рис. В.1

дифференциальному и другим, а также сложные системы цифровой обработки информации с решением задач идентификации, оптимизации, статистической обработки информации и т. д. Независимо от структуры и степени сложности логической информационной части на ее выходе формируется слабый информационный управляющий сигнал, который необходимо преобразовать в упорядоченный поток электрической энергии для выполнения работы по управлению объектом. Непосредственно эта работа осуществляется исполнительными устройствами и механизмами путем перемещения рабочих органов ОУ, нагревания его составных частей, изменения освещенности и т. д., а энергия, необходимая для этой работы, потребляется от сети и упорядочивается в соответствии со значениями сигналов логической информационной части САУ и особенностями работы конкретно применяемого исполнительного устройства или механизма. Так, если в качестве исполнительного механизма ОУ используется электродвигатель переменного тока, число оборотов которого зависит от частоты питающего напряжения, то в качестве регулирующего и преобразовательного устройства необходимо использовать регулируемый преобразователь частоты напряжения промышленной сети в частоту напряжения питания электродвигателя, изменяемую в широких пределах в соответствии с управляющим воздействием. Аналогично, если САУ управляет позиционированием каких-либо деталей или изделий (например, при автоматической набивке печатных плат), где в качестве исполнительного механизма используется многофазный шаговый двигатель, то задачей регулирующей и преобразовательной части является формирование системы прямоугольных импульсов заданной длительности, амплитуды и частоты, сдвинутых в пространстве друг относительно друга на фиксированный фазовый угол, величина которого определяется конструкцией шагового двигателя. При регулировании температуры ОУ для дозирования количества тепла, рассеиваемого на нагревательных элементах, необходимо вырабатывать систему управляемых по длительности или амплитуде импульсов электрической мощности, взаиморасположение и величина которых определяется схемой включения нагревательных элементов, параметрами объекта управления (в первую очередь его инерционностью) и параметрами питающей сети.

При питании электронных узлов постоянным стабилизированным напряжением задачей регулирующей и преобразующей части САУ является выпрямление переменного напряжения, сглаживание его пульсаций, стабилизация амплитуды.

Таким образом, роль регулирующих и преобразовательных элементов в структуре любой системы автоматического или автоматизированного управления огромна. Если логическая информационная часть системы управления в некоторых случаях может быть заменена оператором или вообще отсутствовать (например, в разомкнутых системах), то наличие исполнительных механизмов, а значит, и устройств управления ими (регулирующих и преобразующих) необходимо всегда. Качество работы силового тракта системы управления во многом определяет качество работы и всей системы. Какими бы точными и своевременными не были информационные сигналы управления, они не смогут обеспечить требуемое качество работы системы, если неудачно или неполностью учтены особенности силовой части системы.

С учетом того, что экономичность работы системы определяется в основном расходами энергии в силовом тракте, ее к. п. д. в большой степени зависит от правильного выбора схемы и режимов работы регулирующих и преобразующих элементов.

До появления силовых коммутирующих и регулирующих полупроводниковых приборов (мощных высоковольтных транзисторов и тиристоров) в качестве регулирующих и преобразовательных элементов ОУ преимущественно использовались электромагнитные и электромашинные усилители и преобразователи, что тормозило развитие высокоэффективных систем управления, так как мощные электромагнитные и электромашинные преобразователи имеют большие габаритные размеры и массу, малый к. п. д., значительную инерционность. Только разработка электронных регуляторов и преобразователей, составляющих основу электронных устройств промышленной автоматики, позволила полностью реализовать возможности современных высокопроизводительных устройств для обработки информации (микропроцессоров и управляющих вычислительных машин) и создать высокоэффективные, экономичные системы управления с малыми габаритными размерами и массой, высоким к. п. д. и длительными сроками эксплуатации.

Высокие энергетические характеристики электронных регулирующих и преобразовательных устройств промышленной автоматики в большой степени определяются характеристиками силовых электронных ключей, на основе которых в подавляющем большинстве случаев строятся электронные схемы промышленной автоматики. В закрытом состоянии ключ не потребляет энергии, а в открытом из-за глубокого насыщения падение напряжения на ключе минимально и составляет доли вольта, поэтому рассеиваемая на открытом ключе мощность также минимальна. Особое значение для построения электронных регуляторов и преобразователей имеют ключи на тиристорах. Регуляторы переменного напряжения выполняются исключительно на тиристорных ключах переменного напряжения. Тиристоры незаменимы в схемах управляемых выпрямителей, преобразователей частоты

без выпрямления напряжения, в мощных инверторах, поскольку имеют очень высокие энергетические показатели (коммутируют токи в тысячи ампер при напряжении в тысячи вольт), высокую максимальную рабочую частоту, измеряемую десятками килогерц. Падение напряжения на открытом тиристоре составляет доли вольта при токах в силовой цепи до тысячи ампер, что значительно меньше аналогичных параметров других силовых приборов — дросселей насыщения, магнитных усилителей, тиратронов, игнитронов. Они имеют минимальный объем и массу, просты в эксплуатации, работают в любом положении при ускорениях в десятки g , диапазоне температур $-60...+150^{\circ}\text{C}$ и относительной влажности 98 %, не имеют бьющихся и подвижных частей.

Силовые транзисторные ключи применяют в основном в преобразователях постоянного напряжения в переменное малой и средней мощности (до десятков киловатт), импульсных регуляторах и стабилизаторах постоянного напряжения, что определяется относительной простотой управления ими на постоянном токе.

При несомненном преимуществе ключевого режима регулирующих и преобразовательных элементов следует учитывать и некоторые особенности схем, определяемые этим режимом. Так, из-за коммутации высокого напряжения и больших токов при малом времени переключения в электрической сети и радиоканале образуются мощные высокочастотные коммутационные помехи, которые при отсутствии соответствующих средств подавления оказывают вредное влияние на работу слаботочной аппаратуры, особенно цифровой. Кроме того, даже при малом падении напряжения на открытом ключе при большом токе нагрузки на насыщенном ключе выделяется достаточно большая мощность — в десятки и сотни ватт, отвод которой затруднен малыми габаритными размерами электронных приборов. Поэтому при проектировании силовой части систем управления следует уделить пристальное внимание проблеме отвода теплоты от силовых элементов.

Проектирование электронных (статических) преобразователей, регуляторов и стабилизаторов имеет и ряд других особенностей, которые определяются методами управления ими, числом фаз питающей сети, схемой силовых ключей, особенностями исполнительных механизмов, характером нагрузки, фильтрующими (инерционными) свойствами нагрузки и другими факторами.

Применяемые в настоящее время электронные устройства промышленной автоматики весьма многочисленны по выполняемым функциям и схемотехнической реализации. Тем не менее их объединяют в один класс следующие основные признаки: преобразование электрического напряжения силовой промышленной сети или автономных источников питания одного вида в электрическое напряжение другого вида (например, переменного в постоянное, переменного одной частоты в переменное другой частоты, постоянного в переменное, постоянного напряжения одной величины в постоянное напряжение другой величины). Все эти преобразования выполняются под воздействием слаботочных информационных сигналов, которые внутри каждого типа регулятора или преобразователя преобразуются в систему импульсов заданной

амплитуды и мощности, синхронизированных в общем случае с питающей сетью. Положение этих импульсов относительно сетевого напряжения определяется информацией, заключенной в управляющем сигнале, и внутренним алгоритмом работы схемы, формирующей эти импульсы и называемой схемой управления регулятора или преобразователя (СУ). Схема управления управляет системой тиристорных или транзисторных силовых ключей, образующих исполнительный орган (ИО), который формирует требуемую временную зависимость выходного напряжения (тока).

На основании такого подхода к классификации электронных устройств промышленной автоматики и в зависимости от функционального назначения их можно разбить на три основные группы:

1) электронные регуляторы и стабилизаторы переменного и постоянного напряжения, предназначенные для регулирования или стабилизации напряжения, тока или мощности в однофазной или многофазной нагрузке;

2) преобразователи переменного напряжения в постоянное (выпрямители);

3) преобразователи постоянного и переменного напряжения в переменное (инверторы и преобразователи частоты);

Устройства, отнесенные к этим группам, имеют много общего прежде всего во многом схожие схемы исполнительных органов, однако различное их функциональное назначение накладывает на каждую группу существенные отличия.

ОБЩИЕ ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И ОСОБЕННОСТИ ЭУПА

1.1. Общие характеристики нагрузок ЭУПА

Типовой нагрузкой регулирующих и преобразовательных элементов промышленной автоматики являются исполнительные устройства и механизмы систем управления.

По виду используемой энергии исполнительные устройства и механизмы можно подразделить на электрические, гидравлические, пневматические и комбинированные. В промышленных системах автоматического управления, электроприводе, приводах промышленных роботов, транспортных тележек и штабелеров гибких автоматизированных производств, системах электронагрева и освещения преимущественно применяются электрические исполнительные механизмы и устройства. Среди них широкое распространение получили электромагниты, электродвигатели постоянного и переменного тока, шаговые двигатели, электромагнитные муфты, нагревательные элементы и другие устройства. Основные виды электрических исполнительных устройств и механизмов и их предельные характеристики приведены в табл. 1.1 [1].

Режим работы исполнительных устройств и механизмов определяется режимом работы систем в целом. В системах, предназначенных для отработки управляющих воздействий, имеющих случайный характер и поступающих на систему непрерывно, исполнительные устройства и механизмы работают в кратковременных, повторнократковременных и длительных режимах.

Являясь оконченным, наиболее мощным каскадом системы автоматического управления, исполнительные устройства и механизмы оказывают существенное влияние на ее статические и динамические свойства, поэтому их характеристики должны удовлетворять условиям устойчивости и требованиям качества управления и их необходимо рассматривать в неразрывной связи со статическими и динамическими характеристиками управляющих ими регулирующих и преобразовательных устройств.

Несмотря на значительное количество разновидностей, типоразмеров и конструкций исполнительных устройств и механизмов, их основные статические и динамические характеристики можно свести к ряду нескольких типовых звеньев систем автоматического управления.

Исполнительные двигатели постоянного тока являются одной из наиболее распространенных составных частей исполнительных меха-

Таблица 1.1

Род тока питающей сети	Характер тока нагрузки	Типичные нагрузки ЭУПА	Ориентировочный верхний предел выходной мощности, кВт
Переменный	Постоянный	Двигатели постоянного тока	10
		Электромагниты	0,5
		Катушки контакторов	0,5
		Электромагнитные муфты	0,1
		Сигнальные устройства	0,1
Переменный	Переменный	Асинхронные двигатели	100
		Электромагниты	10
		Катушки контакторов	3
		Нагреватели, осветительная аппаратура	100
		Сигнальные устройства	0,1
		Шаговые двигатели	1
		Сельсины	10
Постоянный	Постоянный	Катушки высоковольтных выключателей	10
		Двигатели постоянного тока	10
		Электромагниты	0,5
		Катушки контакторов	0,5
		Электромагнитные муфты	0,1
		Сигнальные устройства	0,1

низмов. В установившемся режиме свойства двигателя описываются регулировочной и механической статическими характеристиками.

Регулировочная характеристика двигателя постоянного тока с независимым возбуждением и управлением со стороны якоря представляет собой прямую, которая при отсутствии момента сопротивления на валу двигателя проходит через начало координат, а при наличии момента сопротивления — сдвинута относительно начала координат.

Обобщенная передаточная функция двигателя постоянного тока

$$W(s) = \frac{K}{T_M T_s s^2 + T_M s + 1},$$

где $K = 1/C_e$; $T_M = RI/C_M C_e$; $T_s = L/R$; I — момент инерции якоря; L — индуктивность обмотки якоря; $C_e = \frac{pN}{60 \cdot a} \Phi_B$ — электрическая постоянная двигателя, определяемая конструктивными параметрами и величиной потока Φ_B , где p — число пар полюсов; N — число проводников обмотки якоря; a — число параллельных ветвей обмотки; $C_M = \frac{pN}{2\pi a} \Phi_B$ — механическая постоянная двигателя, определяемая конструкцией двигателя и значением потока возбуждения; R — суммарное активное сопротивление якорной цепи.

Корни характеристического уравнения $T_M T_s s^2 + T_M s + 1 = 0$,

$$s_{1,2} = -\frac{1}{2T_s} \pm \sqrt{\left(\frac{1}{2T_s}\right)^2 - \frac{1}{T_M T_s}},$$

вещественны и отрицательны, поэтому двигатель постоянного тока можно представить в виде двух последовательно соединенных аperiodических звеньев

$$W(s) = \frac{K}{(T_1s + 1)(T_2s + 1)}. \quad (1.1)$$

При $T_M \gg T_\beta$ корни характеристического уравнения приближенно равны $s_1 = -1/T_\beta$, $s_2 = -1/T_M$, а передаточная функция приобретает вид

$$W(s) = \frac{K}{(T_Ms + 1)(T_\beta s + 1)}.$$

Часто электрической постоянной времени T_β пренебрегают ввиду ее малости и двигатель представляют эквивалентным аperiodическому звену

$$W(s) = \frac{K}{T_Ms + 1}. \quad (1.2)$$

Если за выходную величину двигателя принят угол поворота вала $\varphi(t)$, то передаточная функция двигателя

$$W_\varphi(s) = \frac{\varphi(s)}{U_y(s)} = \frac{K}{s(T_Ms + 1)} \quad (1.3)$$

и соответствует передаточной функции последовательно соединенных интегрирующего и аperiodического звеньев.

Особенности передаточной характеристики двигателя постоянного тока в большой степени определяют принцип действия управляющих им устройств. Поскольку двигатель является либо чисто инерционным звеном (1.2), либо инерционным звеном, соединенным совместно с другими звеньями (1.1, 1.3), он обладает способностью сглаживать пульсации управляющего напряжения U_y , усредняя его. Это позволяет использовать регулирующие устройства, работающие в импульсных режимах (управляемые выпрямители, широтно-импульсные усилители и т. п.), когда изменение скорости вращения якоря достигается не за счет изменения напряжения управления, непрерывно подводимого к двигателю, а путем изменения времени, в течение которого к двигателю подводится максимальное напряжение. При таком способе электродвигатель управляется последовательностью импульсов постоянной амплитуды U_{\max} и различной длительности t_n . Эта последовательность может быть однополярной и разнополярной. Работа двигателя при импульсном управлении состоит из чередующихся периодов разгона и торможения, причем периоды разгона должны быть малы по сравнению с электромеханической постоянной времени — тогда скорость вращения якоря $\omega(t)$ не успевает к концу периода достигнуть установившегося значения. Мгновенная скорость якоря электродвигателя будет непрерывно колебаться относительно среднего значения $\omega_{\text{ср}}$, которое при неизменных моменте нагрузки и напряжении возбуждения однозначно определяется относительной продолжительностью импульса (коэффициентом заполнения $Q = t_n/T_n$), причем амплитуда этих колебаний тем меньше, чем больше отношение электромеханической постоянной двигателя к периоду следования

импульсов T_n . С ростом частоты управляющих импульсов и с увеличением электромеханической постоянной времени амплитуда колебаний скорости уменьшается. Среднее значение скорости увеличивается с ростом относительной продолжительности импульсов, подаваемых на электродвигатель, и зависит от момента нагрузки и напряжения импульса U_{\max} , что необходимо учитывать при применении данного способа управления.

Исполнительные двигатели переменного тока. В системах автоматического управления наиболее широкое применение получили двухфазные асинхронные двигатели с короткозамкнутым или тонкостенным полым ротором. Такие двигатели имеют на статоре обмотку управления и обмотку возбуждения, магнитные оси которых сдвинуты в пространстве на 90° . При подаче на эти обмотки переменных напряжений постоянной амплитуды, сдвинутых по фазе на 90° , в магнитной системе двигателя возникает вращающееся магнитное поле, увлекающее за собой ротор. Скорость вращения ротора электродвигателя при неизменном напряжении на обмотке возбуждения можно регулировать изменением амплитуды или фазы управляющего напряжения.

Основными способами управления скоростью вращения ротора являются амплитудный, фазовый и амплитудно-фазовый. При амплитудном управлении изменяется значение U_y , а напряжение U_b на обмотке возбуждения остается постоянным так же, как и угол сдвига между этим напряжением и напряжением на обмотке управления. Значение управляющего напряжения изменяется с помощью электронного регулятора переменного напряжения.

При фазовом управлении значения напряжений U_b и U_y остаются постоянными, а фаза между ними в процессе управления изменяется с помощью фазовращателя. При амплитудно-фазовом методе управления скорость вращения ротора двигателя регулируется путем изменения напряжения U_y . Для получения сдвига фаз между напряжениями и токами в цепи обмотки возбуждения включается емкость C . При изменении напряжения или момента нагрузки на валу двигателя при постоянном U_y происходит изменение как величины, так и фазы напряжения U_b . Это объясняется тем, что напряжение возбуждения равно геометрической разности напряжения сети U_c и напряжения на конденсаторе U_C . Напряжение U_C при изменении U_y или скорости вращения ротора за счет колебаний момента на валу двигателя меняется вследствие изменения тока возбуждения по амплитуде и фазе.

Наиболее приемлем для САУ амплитудно-фазовый метод управления [8, 10, 15], поэтому регулирующие устройства, реализующие этот метод, применяются наиболее широко.

Линеаризованная передаточная функция для двухфазного асинхронного двигателя переменного тока записывается в виде аperiodического звена

$$W(s) = \frac{K}{T_M s + 1}.$$

Если же дополнительно учесть влияние цепи управления на динамические характеристики, то двигатель будет эквивалентен двум после-

довательно соединенным аperiodическим звеньям

$$W(s) = \frac{K}{(T_m s + 1)(T_s s + 1)},$$

где T_s — электромагнитная постоянная времени двигателя.

В основном же быстродействие асинхронного двигателя определяется электромеханической постоянной T_m , значение которой зависит от величины U_y/U_B , частоты переменного напряжения и момента инерции нагрузки.

Как и двигатели постоянного тока, двигатели переменного тока являются фильтром низких частот, поэтому принципы построения устройств управления ими имеют много общего.

Трехфазные асинхронные двигатели являются одним из наиболее широко используемых типов двигателей в мощных системах управления. Частота вращения асинхронных двигателей регулируется изменением напряжения на статоре или изменением частоты подводимого к двигателю напряжения. В качестве регулирующих устройств в таких системах применяются тиристорные преобразователи напряжения и частоты.

При управлении изменением подводимого напряжения вращающийся момент изменяется пропорционально квадрату этого напряжения. Диапазон регулирования таких двигателей ограничен и практически не удается получить устойчивого вращения при частотах, близких к нулю, так как жесткость механических характеристик резко падает с понижением подведенного напряжения. Для изменения частоты вращения асинхронного трехфазного двигателя может также использоваться импульсное управление, подобное управлению двигателями постоянного тока. Статические характеристики двигателя при этом такие же, как и при амплитудном управлении.

Передаточная функция асинхронного трехфазного двигателя при управлении напряжением имеет вид

$$W(s) = \frac{K}{T_m s + 1}.$$

Способ управления путем изменения подводимого напряжения может быть применен либо для двигателей небольшой мощности, либо (при средней и большой мощностях) при кратковременном регулировании угловой скорости, так как вся мощность скольжения выделяется в виде теплоты в роторе. Это может перегреть двигатель и вывести его из строя.

Наиболее рациональным способом регулирования угловой скорости является частотный. Частотный способ позволяет устанавливать угловую скорость как выше, так и ниже номинальной. Допускается (в основном из условия прочности) увеличение скорости в 1,5...2 раза выше номинальной. Уменьшить скорость удается до значений, в 10...15 раз меньших номинальной, и ограничивается только сложностью реализации источника питания низкой частоты, а также увеличением неравномерности вращения.

Передаточная функция асинхронного двигателя при частотном управлении

$$W(s) = \frac{K}{T_m s + 1},$$

где $T_m = I \omega_{\text{ном}} S_{\text{ном}} / M_{\text{ном}}$; $S_{\text{ном}}$, $\omega_{\text{ном}}$, $M_{\text{ном}}$ — номинальные скольжения, скорость вращения и момент на валу двигателя.

Частотное управление является одним из перспективных способов управления асинхронными двигателями. При нем механические характеристики в своей рабочей части достаточно жестки, регулирование угловой скорости возможно не только под нагрузкой, но и на холостом ходу. Потери мощности невелики, так как двигатель всегда работает при малых скольжениях. Для целей управления наиболее пригодны асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором. Для управления ими используют вентильные тиристорные преобразователи, причем наиболее перспективны преобразователи с промежуточным звеном постоянного тока. В этой системе управления управляемый выпрямитель преобразует энергию переменного тока питающей сети в энергию постоянного тока с регулируемым напряжением, а управляемый инвертор преобразует эту энергию в энергию переменного тока с регулируемой частотой.

Шаговые исполнительные двигатели представляют собой электродвигатели с прерывистым вращением ротора под действием дискретного электрического сигнала, подаваемого на обмотки управления. В качестве шаговых двигателей получили широкое распространение многофазные синхронные двигатели с активным (возбужденным) и реактивным (невозбужденным) ротором.

Системами управления шаговых двигателей являются электронные коммутаторы, которые подают на обмотки управления прямоугольные импульсы. Последовательность подключения обмоток и частота импульсов соответствуют заданной команде. Каждому импульсу управления соответствует поворот ротора на фиксированный угол, называемый шагом двигателя, величина которого строго определяется его конструкцией и способом переключения обмоток. Скорость вращения пропорциональна частоте, а суммарный угол поворота — числу импульсов управления.

Шаговый двигатель совместно с электронной системой управления можно отнести к системам частотного регулирования синхронного электродвигателя с возможностью изменения частоты до нуля.

Электротермическое оборудование является одним из наиболее широко используемых в промышленности потребителей электрической энергии и элементом практически любого технологического процесса. Исполнительными элементами систем электронагрева могут быть омические нагреватели, индукционные нагреватели, системы нагрева излучением и т. д. Однако статические и динамические характеристики этих нагревателей нельзя рассматривать вне нагреваемого объекта. Поэтому передаточные характеристики электротермического оборудования (ЭТО) определяются достаточно сложно и представляют собой при точном описании сложные функции высокого порядка.

Таблица 1.2

Номер звена	Элемент модели	Характеристика звена (тела)	Передачная функция звена
Теплотехнически тонкое тело			
1	Нагревательный элемент, муфель, изделие	Плоское цилиндрической формы	$\frac{1}{Ts + 1}$
Теплотехнически массивное тело			
2	Поверхность стенки (футеровка)	Плоское бесконечно толстое	$\frac{1}{\sqrt{Ts} + 1}$
3	Футеровка, изделие толщиной δ	Плоское односторонне ограниченное	$\frac{1}{\sqrt{Ts} \operatorname{th} \delta \sqrt{s} + 1}$
4	Изделие радиусом R	Цилиндрическое	$\frac{1}{\sqrt{T_1 s} \frac{I_1(R \sqrt{T_2 s})}{I_0(R \sqrt{T_2 s})} + 1}$
5	Футеровка с отверстием радиусом r	Полый бесконечно толстый цилиндр	$\frac{1}{\sqrt{T_1 s} \frac{K_1(r \sqrt{T_2 s})}{K_0(r \sqrt{T_2 s})} + 1}$

В общем виде большинство ЭТО описывается полиномиальными передаточными функциями общего вида

$$W(s) = \frac{\sum_{i=0}^k A_i s^i}{\sum_{j=0}^r B_j s^j} e^{-\tau s},$$

причем достаточно точная аппроксимация переходных характеристик достигается в уравнениях не выше пятого порядка.

Наиболее общим классом применяемых в промышленности электротермических установок являются электропечи сопротивления (ЭПС). Они относятся к ЭТО косвенного действия, в которых тепловая энергия выделяется на нагревательных элементах омического типа и передается нагреваемым изделиям излучением, теплопроводимостью или конвекцией. Исполнительными устройствами таких ЭПС являются омические нагреватели с активным характером сопротивления. В зависимости от способа передачи тепла все ЭПС подразделяются на печи с передачей тепла излучением (вакуумные), излучением и конвекцией (высоко- и среднетемпературные), конвекцией (средне- и низкотемпературные). В зависимости от режима работы ЭПС подразделяются на периодические и непрерывные, а по конструктивным признакам — на камерные, муфельные, элеваторные (для периодического режима) и на толкательные, конвейерные, туннельные (для непрерывного ре-

жима). К конструктивным признакам, существенно влияющим на схему регулирующих электронных устройств, следует отнести и вид нагревательного элемента — металлический (молибден, вольфрам и т. д.) или неметаллический (карбид кремния, графит, дисилицид молибдена и т. д.). Так как ЭТО состоят из отдельных теплотехнически связанных частей, имеющих различную форму, массу, теплопроводность и другие теплотехнические характеристики, то чаще всего их представляют в виде структурной схемы, состоящей из звеньев с различными передаточными характеристиками. Передаточные функции отдельных частей электротермической установки в зависимости от их конструкции приведены в табл. 1.2.

В качестве модели ЭПС можно использовать также элементарные иррациональные и гиперболические звенья. Вид звена зависит от степени упрощения модели. Так, для ЭПС с интенсивной передачей тепла на поверхности стенки (футеровке) путем излучения передаточные функции 3-го и 5-го звеньев (табл. 1.2) совпадают с передаточной функцией второго звена. В ряде случаев (например, для ЭПС с экранной изоляцией) футеровку можно рассматривать как элемент с сосредоточенными параметрами и передаточной функцией первого звена. Для нагревательного элемента и изделия во многих случаях также можно применять передаточную функцию 1-го звена. Датчик температуры обычно представляется в виде инерционного звена первого — третьего порядков с запаздыванием.

Для многих высокотемпературных ЭПС достаточно точной моделью является звено с передаточной функцией

$$W(s) = \frac{K}{(1 + \sqrt{T_1}s)(1 + \sqrt{T_2}s)}$$

Однако и эту передаточную функцию в ряде случаев можно упростить. Например, пренебрегая потерями тепла с поверхности изделия, получаем звено с передаточной функцией

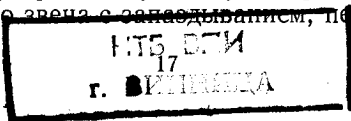
$$W(s) = \frac{K}{\sqrt{s}(1 + \sqrt{T_2}s)} \quad (1.4)$$

Эта передаточная функция достаточно полно описывает последовательное соединение полуинерционного и полунтегрирующего звеньев и часто используется для описания ЭПС.

Учитывая лишь поверхностный нагрев материала (для тонкостенных листовых изделий), выражение (1.4) преобразуется к виду

$$W(s) = \frac{K}{1 + \sqrt{s}}$$

Промышленные многозонные экструзионные установки, широко применяемые для производства пластмассовых труб, пленок, листов, покрытия кабелей и проводов, аппроксимируются моделями различной сложности в зависимости от режима работы этих установок. Так, в режиме пуска экструдера каждую зону обогрева можно представить в виде аperiodического звена с запаздыванием, передаточная функция



которого

$$W(s) = \frac{K}{(1 + Ts)} e^{-\tau s},$$

что позволяет с точностью до 10...15 % определить динамические параметры зоны.

Для анализа иных режимов работы экструдера зону обогрева заменяют аperiodическим звеном второго порядка и звеном с запаздыванием с общей передаточной функцией

$$W(s) = \frac{K}{(1 + T_1s)(1 + T_2s)} e^{-\tau s}.$$

Анализ основных типов исполнительных механизмов и связанных с ними объектов дает возможность заключить, что практически все они обладают инерционными свойствами и способностью сглаживать пульсации напряжения на выходе управляющих или регулирующих и преобразовательных устройств. В большинстве случаев это позволяет считать электронные регуляторы и преобразователи чисто усилительными звеньями. Однако для прецизионных систем управления, применяемых для точных измерений, позиционирования, следящих систем, прецизионного нагрева, для систем, работающих по среднему за некоторый отрезок значению регулируемого параметра, и других динамические характеристики электронных регуляторов и преобразователей должны быть описаны более точно. Таким образом, оценка динамических характеристик регуляторов и преобразователей и улучшение этих характеристик являются необходимыми при разработке таких систем управления.

1.2. Общие характеристики возмущений, влияющих на структуру ЭУПА

Качество работы систем управления, особенно прецизионных, в большой степени определяется их силовыми трактами, т. е. исполнительными механизмами, регулируемыми и преобразовательными элементами. Уменьшить влияние различных возмущающих факторов на работу САУ можно как правильным выбором исполнительного устройства, так и проектированием такой схемы управления им, которая учитывала бы основные возмущения, возникающие в системе в процессе ее работы, и существенно их ослабляла. По характеру возникновения возмущений, влияющих на регулируемый технологический параметр, их можно разделить на быстро изменяющиеся, связанные со скачками подводимой к ОУ электрической энергии, и медленно изменяющиеся, связанные с температурой окружающей среды, изменениями параметров ОУ и т. д. И те и другие возмущения отрабатываются и компенсируются по цепи информационной обратной связи при возникновении отклонения регулируемого технологического параметра от требуемого значения. Для повышения точности работы САУ целесообразно исключить влияние быстро изменяющихся возмущений на параметры регулируемой технологической величины или сделать САУ ин-

вариантной к большинству из них. В современных САУ эту роль возлагают на электронные блоки управления исполнительными устройствами и механизмами. Регулирующие и преобразовательные устройства управления исполнительными механизмами являются существенно более гибкими звеньями систем автоматического управления по сравнению с самими исполнительными механизмами. Для учета и компенсации возмущений в структуру регулирующих и преобразовательных элементов должны быть введены блоки, оценивающие их величину, скорость изменения, длительность и вырабатывающие сигналы на изменение управляющих воздействий на исполнительные механизмы такого значения, чтобы исключить изменение состояния объекта.

Рассмотрим основные виды возмущений, имеющих место в системах автоматического управления, где источником энергии является электрическое напряжение или мощность. Эти возмущения можно разделить на следующие группы: со стороны сети; со стороны регулирующих и преобразовательных элементов, управляющих исполнительными устройствами и механизмами; со стороны самих исполнительных устройств и механизмов; со стороны объекта управления.

Возмущения со стороны питающей сети вызываются изменением величины сетевого напряжения и его частоты. Необходимость учета этих возмущений вызвана тем, что, с одной стороны, они характеризуются большой динамичностью из-за непрерывного подключения к силовой цепи и отключения от нее мощных потребителей и связанных с этим скачками сетевого напряжения, а с другой стороны — большим диапазоном изменения. Поэтому исключение или ограничение возмущений этого рода для многих САУ является необходимым условием.

Возмущения со стороны регулирующих и преобразовательных устройств вызываются особенностями их работы и связаны с нелинейностью их регулировочных характеристик, изменением их динамических свойств и импульсным характером передачи подводимой мощности. Природа последнего вида возмущений заключается как в особенностях работы самих регулирующих и преобразовательных устройств, так и в характере напряжения питающей сети — напряжения, изменяющегося по синусоидальному закону. Действительно, если, например, нагревать какой-либо объект переменным напряжением, то его температура будет не постоянной, а пульсирующей с двойной частотой питающего напряжения. При большой инерционности объекта эти пульсации практически незаметны, но для малоинерционных объектов (тем более, что для регулирования напряжения, как правило, применяются способы, дополнительно изменяющие форму сетевого напряжения) эти пульсации приобретают достаточно большое значение, влияя на качество обработки нагреваемых изделий.

Возмущения со стороны исполнительных устройств и механизмов также связаны с отклонением их статических и динамических характеристик от идеальных и изменением этих характеристик в процессе работы. Так, регулировочная характеристика исполнительного устройства может быть нелинейна, что приводит к тому, что его коэф-

коэффициенты передачи различны при различных управляющих воздействиях. В пусковых режимах потребляемые от сети напряжение и ток существенно отличны от работы в стационарном режиме. В нагревательных установках сопротивление нагревательных элементов, а значит и количество выделяемого в рабочей зоне тепла при одном и том же напряжении, существенно зависит от их температуры, т. е. коэффициент передачи нагревателя изменяется. Изменение этого сопротивления закономерно и является следствием физической зависимости его от температуры и происходящих в рабочей зоне физико-химических превращений.

Оценка величины изменения электрического сопротивления показывает, что, например, для графитовых нагревателей при изменении температуры рабочей зоны на каждые 100°C сопротивление изменяется на 40 % по отношению к сопротивлению при комнатной температуре, а изменение электрического сопротивления рабочей зоны вследствие физико-химических превращений, например при синтезе искусственных алмазов, составляет 50 % по отношению к начальному сопротивлению рабочей зоны.

Возмущения со стороны объекта управления связаны с изменением состояния самого ОУ и окружающей его среды. Они отрабатываются, как правило, информационной частью системы и проходят через энергетический тракт как результат изменения управляющего воздействия, вырабатываемого информационной частью САУ. На структуру регулирующих и преобразовательных устройств они существенного влияния не оказывают.

Кроме основных требований, определяемых способом управления исполнительными механизмами (амплитудным, импульсным, частотным) и электрической схемой этих механизмов (постоянного тока, переменного тока, одно-, двух- или многофазной), на структуру регулирующих и преобразовательных устройств существенное влияние оказывают выполняемые ими дополнительные функции: линеаризация собственных передаточных характеристик и передаточных характеристик исполнительных механизмов, компенсация изменений сетевого напряжения и его частоты, стабилизация напряжения или мощности на выходе регуляторов при постоянном управляющем сигнале. Все это приводит к тому, что регулирующие и преобразовательные устройства следует рассматривать сами по себе как системы регулирования разомкнутого или замкнутого типа, содержащие как силовые элементы, непосредственно преобразующие напряжение силовой сети в напряжение управления исполнительными механизмами, так и схемы управления этими элементами, содержащие комплекс измерительных и преобразовательных средств, предназначенных для выполнения функций линеаризации, стабилизации и регулирования выходного напряжения (мощности) и решения других вспомогательных задач.

1.3. Обобщенная схема ЭУПА для управления исполнительными механизмами

Электронные устройства промышленной автоматики независимо от выполняемых ими функций (регулирование выходного напряжения, преобразование его по форме, одновременное преобразование и регулирование) состоят из сходных по решаемым задачам частей, поэтому их структуру можно представить в виде единой обобщенной схемы. Поскольку в основе работы ЭУПА лежат процессы преобразования электрической энергии одного вида в электрическую энергию другого вида при помощи периодически повторяющихся процессов коммутации токов, протекающих через силовые ключи (вентили), совокупность этих ключей является основным элементом, управляющим потоком электрической энергии и формирующим выходные токи и напряжения. Совокупность силовых ключей образует исполнительный орган (ИО), который формирует требуемую временную зависимость выходного напряжения (тока).

Структурная схема ЭУПА изображена на рис. 1.1. Собственно ИО включает в себя совокупность тиристоров или транзисторов и полупроводниковых диодов, соединенных в однофазную или многофазную схему коммутатора переменного или постоянного тока. На энергетические входы ИО подаются напряжения многофазной (m -фазной) сети U_1, U_2, \dots, U_m или постоянное напряжение, на управляющие входы — сигналы управления $g_1^*, g_2^*, \dots, g_r^*$, формируемые СУ в виде последовательности импульсов управления тиристорами или транзисторами. Параметры импульсов (амплитуда, длительность, форма и др.) определяются требованиями со стороны управляющих цепей тиристоров и транзисторов, а порядок их следования — реализуемым в СУ способом управления ЭУПА.

Схема управления является основным элементом ЭУПА. Она осуществляет согласование аналогового или цифрового сигнала информационной части САУ со входными цепями ИО. В функцию СУ входит ряд задач, от успешного решения которых во многом зависит эффективность функционирования ЭУПА. К основным из них следует отнести:

- 1) формирование сигналов управления исполнительным органом в соответствии с заданным сигналом управления X_r . Этот сигнал может быть представлен в виде аналоговой или цифровой величины в параллельном, последовательном, двоичном, двоично-десятичном или унитарном кодах;
- 2) формирование системы импульсов, расположенных на временной оси таким образом, чтобы реализовать положенный в основу работы данного типа ЭУПА закон управления (фазовый, широтно-импульсный, число-импульсный и т. д.);
- 3) усиление этих импульсов до уровня, требуемого для надежного управления силовыми ключами ИО;
- 4) обеспечение требуемой помехоустойчивости ИО, предотвращение срабатывания от помех;
- 5) линеаризацию характеристики управления ЭУПА;

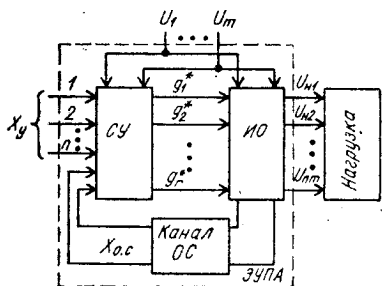


Рис. 1.1

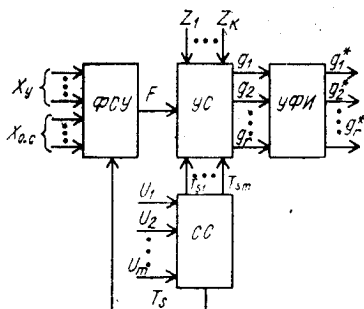


Рис. 1.2

6) коррекцию сигнала управления X_y в соответствии с значениями сигналов обратной связи X_{oc} . Такая коррекция необходима при управлении ЭУПА с обратной связью по возмущающему параметру (например, по изменению питающего напряжения, сопротивления нагрузки или других параметров), меняющему значение кванта энергии, подводимого к нагрузке. Она обеспечивает инвариантность выходных сигналов ЭУПА к быстродействующим возмущениям со стороны питающей сети и объекта управления;

7) синхронизацию сигналов управления с напряжением сети;

8) синхронизацию сигналов управления двух и более одновременно работающих ЭУПА для обеспечения максимальной суммарной эффективности использования электроэнергии сети и требуемого качества управления выходными параметрами каждого ЭУПА;

9) обеспечение требуемых динамических характеристик ЭУПА с учетом особенностей ИО;

10) обеспечение равномерной загрузки фаз при питании ЭУПА от многофазной сети и исключение постоянной составляющей при регулировании переменного напряжения;

11) обеспечение плавного вывода ОУ на режим за счет программного пуска из холодного начального состояния.

Структура схемы управления ЭУПА изображена на рис. 1.2. Назначение элементов этой схемы следующее.

Схема синхронизации СС вырабатывает импульсы синхронизации T_{s1}, \dots, T_{sm} в моменты изменения знака напряжений U_1, \dots, U_m и импульсы синхротакта

$$T_s = f(T_{s1}, \dots, T_{sm}).$$

При питании от постоянного напряжения в качестве СС может использоваться задающий генератор.

Импульсы T_s поступают на вход формирователя сигнала управления ФСУ, в котором реализуется требуемый способ управления ИО и формируется сигнал управления F .

Сигнал X_{oc} вырабатывается каналом обратной связи, содержащим в общем случае источник эталонного сигнала, измеритель истинного сигнала и формирователь сигнала X_{oc} . Сигнал X_{oc} может преобразовываться в числовой код и совместно с сигналом X_y использоваться для

коррекции выходного параметра ЭУПА или самостоятельно поступать в ФСУ в виде релейного сигнала, корректируя работу последнего в течение его работы на каждом такте T_s . При необходимости узел ФСУ совместно с каналом обратной связи самостоятельно осуществляет линеаризацию регулировочной характеристики ЭУПА.

Для связи ФСУ с ИО служит узел согласования УС, который осуществляет симметричное управление тиристорами (или транзисторами), формируя сигналы g_1, g_2, \dots, g_r на основании циклического чередования фаз сети, равенства интервалов коммутации тиристоров или других приемов управления, направленных на получение требуемых характеристик ЭУПА. Кроме того, в узле согласования при синхронной работе нескольких ЭУПА сигналы g_1, g_2, \dots, g_r формируются в соответствии с аналогичными сигналами Z_1, \dots, Z_k других ЭУПА.

Узел формирования импульсов коммутации ИО (УФИ) выполняет задачу генерирования импульсных сигналов требуемой формы, амплитуды и длительности для надежного управления силовыми ключами ИО, т. е. представляет собой ряд импульсных усилителей-формирователей, преобразующих маломощные сигналы УС в мощные импульсы тока.

Представленные на рис. 1.1, 1.2 структурные схемы характерны практически для любого типа ЭУПА. Однако для каждого из конкретных случаев они могут быть детализированы, дополнены новыми узлами, выполняющими специфические для данного типа ЭУПА функции.

1.4. Особенности работы ЭУПА в системах автоматического управления

Силовая часть систем автоматического управления, которая составляет основной блок электронных устройств промышленной автоматики, имеет строго определенное функциональное назначение. Однако ее работа связана с работой остальных узлов САУ не только в силу выполняемых ею функций, но и из-за специфики работы ЭУПА, связанной с большими токами и напряжениями, коммутируемыми ЭУПА, и высокой скоростью переключения ИО. При этом качество работы ЭУПА определяется влиянием управляющих цепей, в частности схемы управления ИО, а также ИО, вызывающих искажения и помехи в силовых и информационных цепях ЭУПА [14].

Схема управления оказывает большое влияние на параметры силовой цепи ЭУПА. Кроме обеспечения основных функций (передача требуемого количества напряжения или энергии, формирование управляющих импульсов в соответствии со схемой ИО, обеспечение минимума колебаний регулируемого параметра, равномерной загрузки фаз и т. д.) СУ определяет и уровень надежности всей системы в целом. Степень ее воздействия зависит от реактивной составляющей сопротивления управляющей цепи и величины постоянной составляющей напряжения последовательности импульсов управления силовыми ключами ИО. При подаче на управляющий электрод тиристора ИО отри-

цательного относительно катода напряжения эмиттерный переход смещается в обратном направлении, в результате чего повышаются напряжение включения и устойчивость тиристора к самопроизвольному включению при высоких значениях скорости изменения анодного напряжения dU/dt . Аналогично, обратное смещение эмиттерного перехода силового транзистора способствует более надежному его запираению и уменьшению теплового тока $I_{к0}$. При этом снижается чувствительность схемы к наводкам в цепи управления и колебаниям коммутируемого напряжения. Значение отрицательного смещения в управляющей цепи не должна превышать напряжения ее пробоя. Так, для большинства применяемых в ЭУПА тиристоров допустимое значение отрицательного напряжения составляет 5 В. Следует учитывать также, что если на управляющем переходе тиристора появляется положительное относительно катода напряжение при отрицательном напряжении на аноде, то возрастают мощность потерь и обратный ток, вследствие чего ухудшается тепловой баланс тиристора. Обычно схема управления подключается к управляющим цепям ИО через разделительный конденсатор, импульсный трансформатор или оптрон. При наличии конденсатора после прохождения управляющего импульса на управляющем переходе возникает отрицательное напряжение, обусловленное разрядом конденсатора. В результате в тиристорных ИО величина тока выключения увеличивается и при небольших анодных токах в момент прекращения импульса управления возможно выключение тиристора. Аналогично действие отрицательного выброса в обмотке импульсного трансформатора.

Для уменьшения влияния выходного сопротивления схемы управления входную цепь управления тиристорами ИО обычно шунтируют дополнительным резистором. При этом снижается чувствительность тиристора (так как часть управляющего сигнала уходит через этот резистор) и повышается температурная стабильность (так как через этот резистор ответвляется часть теплового тока управляющего перехода тиристора и тем самым уменьшается коэффициент передачи этого перехода). Аналогичную роль может играть обмотка импульсного трансформатора, подключенного к управляющему переходу, так как ее сопротивление по постоянному току очень мало. Для ослабления чувствительности к воздействию dU/dt входные цепи тиристорov шунтируют конденсатором небольшой емкости. При этом конденсатор замыкает через себя броски тока, возникающие в емкостях переходов тиристорov в результате коммутаций в силовых цепях, и помехи в управляющей цепи.

Большое значение для обеспечения высокого качества и надежности САУ имеет учет инерционности силовой цепи ЭУПА, связанной с объектом управления, и быстродействия схемы управления, которая в большинстве случаев сама по себе выполняет функцию регулятора САУ. Однако когда электронному регулятору присуще высокое быстродействие, а объект управления обладает значительной инерционностью и САУ является широкополосной, различие в инерционности СУ и силовой цепи ЭУПА может привести к потере устойчивости САУ и возникновению автоколебательного режима. В связи с этим

необходим рациональный выбор схемы управления не только с учетом конкретного ИО, но и с учетом конкретного вида нагрузки ЭУПА, требуемого качества регулирования и обеспечения устойчивости системы в целом.

Не менее важным аспектом разработки высокоэффективного ЭУПА является учет влияния работы ИО на силовую и информационные цепи. Особенно это относится к ИО, выполненным на тиристорах, поскольку, с одной стороны, тиристорные ИО работают, как правило, при существенно более высоких токах и напряжениях, что обуславливает соответственно значительно большие по сравнению с транзисторными ИО коммутационные помехи, и, с другой стороны, малое время включения тиристоров обеспечивает скорость нарастания тока, достигающую единиц и десятков ампер в микросекунду. В результате этого в силовой цепи индуцируется напряжение, которое приводит к искажению формы напряжения питающей сети. Из-за наличия в питающей сети распределенных индуктивностей и емкостей (которыми обладают подводящие провода, монтажные соединения) индуцированное в результате коммутации ИО напряжение вызывает в силовых цепях колебания высокой и низкой частот. Спектр этих колебаний в большой степени зависит от используемых методов управления ИО.

Так, при фазовом регулировании (на основной частоте), когда искажение формы питающего напряжения происходит в пределах каждого полупериода сетевого напряжения за счет сдвига момента включения ИО относительно момента перехода напряжения через нуль, в сети появляются высшие гармоники, кратные частоте сети. Кроме того, коммутации высокого напряжения, неизбежные при фазовом регулировании, из-за наличия в питающей сети распределенных индуктивностей и емкостей приводят к индуцированию высокочастотных колебаний (основной частотой спектра до 1...2 МГц), распространяющихся по шинам питания в управляющие цепи и связанные с ними информационные цепи САУ. При этом возникают также радиопомехи, которые излучаются питающей цепью как антенной, и могут привести к нежелательным сбоям как в информационных, так и в силовых цепях.

Из этого следует, что ЭУПА требуют специальных мер защиты для исключения или существенного ослабления помех, возникающих из-за непосредственного соседства силовых и информационных цепей. Простейшими из этих мер защиты являются 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 ИО.

Следует также ограничивать скорость нарастания анодного тока тиристоров применением, например, насыщающих реакторов. Они уменьшают скорость нарастания анодного тока в течение короткого времени, а затем насыщаются и не оказывают влияния на режим работы ЭУПА.

Подавлению помех способствует интегрирование сигнала управления, обеспечивающее подавление флуктуационных, импульсных и гар-

монических помех, включение помехоподавляющих фильтров, которые создают дополнительное затухание радиопомех в питающей сети, ограничение амплитуды обратного тока посредством использования тиристоров с малым временем обратного восстановления.

К существенному снижению высокочастотных помех приводит также применение методов управления ИО, при которых тиристоры включаются 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. Высшие гармоники при низкочастотных способах управления убывают обратно пропорционально квадрату их частоты, а при фазовом регулировании — обратно пропорционально частоте. Поэтому низкочастотные способы управления практически не создают радиопомех. Правда, при низкочастотных способах управления создаются низкочастотные гармоники, влияние которых на питающую цепь изучено еще недостаточно.

1.5. Основные требования, предъявляемые к ЭУПА

Основной особенностью ЭУПА, как уже отмечалось, является ключевой принцип действия их ИО независимо от характера входных информационных сигналов и формируемых сигналов управления СУ. Ключевой принцип действия силовых ключей определяет специфичность требований, предъявляемых к ЭУПА, в соответствии с рассмотренными ранее особенностями их работы. К основным из этих требований следует отнести следующие [1, 15].

1. Мощность, рассеиваемая входными и выходными цепями ЭУПА при заданных режимах работы, не должна превышать своего предельно допустимого значения, а суммарные потери мощности должны быть минимальными.

Потери в силовых цепях ЭУПА могут быть разделены на статические и динамические. Статические потери мощности обусловлены падением напряжения на переходах при протекании прямого тока, потерями в цепи управляющего перехода, обратным напряжением и током утечки тиристора, а также потерями от тока утечки в прямом направлении для выключенного тиристора.

Первая из перечисленных составляющих статических потерь является доминирующей и для наиболее типичного периодического режима работы ЭУПА определяется из соотношения

$$P_{\text{пр}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\lambda} i_A U_{Ad}(\omega t), \quad (1.5)$$

где α — фазовый угол отпирания тиристора; λ — угол проводимости, или длительность включенного состояния тиристора; U_A — напряжение на аноде тиристора; i_A — ток через тиристор.

При известном коэффициенте формы тока, определяемом отношением действующего и среднего значений тока, выражение (1.5) принимает вид

$$P_{\text{пр}} = U_{\text{ост}} I_{\text{ср}} + R_d (k_{\text{ф}} I_{\text{ср}})^2,$$

где $U_{ост}$ — остаточное падение напряжения на открытом тиристоре; $I_{ср}$ — средний ток через тиристор; R_d — динамическое сопротивление тиристора; k_ϕ — коэффициент формы тока. Если форма тока синусоидальна, то

$$k_\phi = \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{V 2\lambda + \sin 2\alpha - \sin 2(\alpha + \lambda)}{\cos \alpha - \cos(\alpha + \lambda)}},$$

а если прямоугольна, то

$$k_\phi = \sqrt{\frac{2\pi}{\lambda}} = \sqrt{Q},$$

где Q — коэффициент скважности импульсов.

В иных случаях, когда форма тока отличается от синусоидальной и прямоугольной, расчет потерь осуществляется графоаналитически путем графического интегрирования. Для приближенных расчетов мощность потерь, выделяющуюся при протекании токов утечки, принимают 1...2 % потерь, обусловленных прохождением прямого тока.

При расчете потерь в цепи управления для типичного случая прямоугольных управляющих импульсов используют соотношение

$$P_y = (1 \dots 2) U_y I_y f_y t_n,$$

где t_n и f_y — длительность и частота следования импульсов; U_y и I_y — напряжение и ток импульса управления.

Динамические потери мощности $P_{дин}$ определяются сложными процессами переключения тиристорov, поэтому их аналитическое представление затруднено. В связи с этим часто используют эмпирические формулы, например [1, 15]

$$P_{дин} = A_B U_{AB} I_B \omega t_B + A_3 U_{A3} I_{обр} \omega t_3,$$

где A_B , A_3 — коэффициенты, зависящие от типа тиристора; U_{AB} , U_{A3} — анодные напряжения соответственно перед включением и после записания; I_B — ток после включения тиристора; t_B и t_3 — время включения и запираания тиристора.

Для обеспечения требования минимума динамических потерь мощности скорость нарастания анодного тока di_A/dt должна быть ограничена. Длительность нарастания анодного тока определяется обычно как время, необходимое для снижения прямого напряжения на тиристоре от 90 до 10 % первоначальной величины. Длительность нарастания анодного тока так же, как и время его запаздывания, уменьшается при увеличении мощности сигнала управления. Следовательно, для того чтобы свести к минимуму динамические потери мощности в выходной цепи ЭУПА при отпирании тиристорov, управление необходимо производить максимально возможным по мощности импульсным сигналом, ограниченным кривой допустимой мощности.

В процессе работы ЭУПА возможны перегрузки тиристорov и транзисторov по току нагрузки. При этом в них возрастают потери мощности и резко увеличивается температура. Если будет превышено значение максимально допустимой температуры перехода, прибор выйдет из строя. Поэтому данный параметр является основным,

характеризующим перегрузочную способность элементов ЭУПА по току, и зависит от условий, срока эксплуатации и режима работы.

Максимальная мощность, которую может рассеять электронный прибор (тиристор, симистор, транзистор) при определенной температуре окружающей среды $\Theta_{\text{ср}}$ без превышения максимально допустимой температуры перехода $\Theta_{\text{п max}}$, определяется формулой

$$P_{\text{max}} = \frac{\Theta_{\text{п max}} - \Theta_{\text{ср}}}{R_{\Theta 1} - R_{\Theta 2}},$$

где $R_{\Theta 1}$, $R_{\Theta 2}$ — соответственно тепловые сопротивления: переход — корпус и корпус — окружающая среда. Конструкция тиристора определяет значение $R_{\Theta 1}$, которое не поддается изменению при эксплуатации. Для увеличения допустимого значения P_{max} стремятся уменьшать $R_{\Theta 2}$ путем применения теплопроводных и электроизолирующих паст, улучшающих тепловой контакт поверхности соприкосновения корпуса тиристора с радиатором. Применение пасты толщиной слоя 0,1...0,3 мм на сопрягаемых поверхностях снижает тепловое сопротивление в среднем в 3 раза. При этом тепловое сопротивление практически не зависит от шероховатости сопрягаемых поверхностей и усилия затяжки винтов радиатора. Методика упрощенного расчета теплоотводов для тиристор и транзисторов и рекомендации по применению радиаторов приведены в [1, 15].

2. ЭУПА должны обеспечивать высокую надежность коммутации токов в цепях с различным характером нагрузки. Схемы управления должны формировать сигналы управления, значения которых достаточны для четкого включения тиристор при любых возможных режимах работы ЭУПА (различных внешних условиях, разбросе характеристик тиристор и др.). В то же время не должна быть превышена допустимая мощность рассеивания в цепи управляющего электрода тиристора.

3. Вход цепей управления ЭУПА должен быть универсальным, т. е. допускать управление от любой системы бесконтактных логических элементов. При этом в большинстве случаев требуется, чтобы низковольтные цепи логических элементов (особенно при использовании микросхем) не были связаны электрически с силовой частью исполнительных органов. Для этого на выходе СУ широко используются элементы оптоэлектроники и импульсные трансформаторы.

4. ЭУПА должны обладать высокой устойчивостью при воздействии помех как по цепи управления, так и по выходной цепи. Особенно это важно для ЭУПА с тиристорными ИО, поскольку тиристоры имеют свойство запоминать поступивший в их управляющую цепь импульсный сигнал помехи. Поэтому надежность и помехоустойчивость тиристорных ЭУПА в значительной степени зависят от сохранения выключенного состояния тиристора.

В регулирующих схемах с фазовым управлением тиристоры могут реагировать на высокочастотные составляющие напряжения, возникающие при коммутации нагрузки. Так, при амплитуде напряжения помех в 10 В частотой 1 МГц скорость нарастания напряжения при переходе через нуль составляет 60 В/мкс, в то время как для тиристор,

например типа Т-10, допустимое значение dU_A/dt составляет 20 В/мкс. Поэтому при наличии такого рода помех необходимо либо выбирать тиристор с соответствующими параметрами, либо понижать скорость нарастания анодного напряжения. Для этого могут быть рекомендованы следующие меры: использование отрицательного смещения на управляющем электроде (УЭ); присоединение к выводам УЭ-катод тиристора конденсатора емкостью 0,05...0,1 мкФ; подключение последовательной RC-цепи к выводам анод-катод тиристора (обычно $R = 100$ Ом, $C = 0,1$ мкФ). При этом постоянная времени цепи, состоящей из сопротивления нагрузки R_n и указанного конденсатора C , должна выбираться так, чтобы $R_n C \geq \tau$ (τ — минимальная постоянная времени экспоненциально нарастающего прямого напряжения, допустимая для данного типа тиристора).

Наличие радиопомех и наводок снижает надежность и устойчивость работы ЭУПА, поэтому для того чтобы уровень помех не превышал допустимого значения (около 200 мкВ квазипикового значения), приходится применять специальные меры. Известно, что энергия радиопомех $W(\omega)$ равна

$$W(\omega) = b I_{обр}^2 / \pi^2 \omega^2,$$

где ω — частота радиопомех; b — коэффициент пропорциональности; $I_{обр}$ — величина обратного тока тиристора. Значение $I_{обр}$ для тиристорov с малым временем восстановления значительно меньше, чем для обычных, поэтому их применение существенно облегчает проблему борьбы с радиопомехами.

Минимизация излучаемых радиопомех обеспечивается также рациональной конструкцией ИО, токнесущие части которого могут служить антенной, непосредственно излучающей радиопомехи. Поэтому проектировать эту часть схемы следует с минимальной площадью силового контура. Эффективным способом снижения радиопомех может служить также коммутация управляющих цепей тиристорov в моменты перехода питающего напряжения через нуль [3, 14].

При проектировании тиристорных устройств для систем промышленной автоматики необходимо учитывать действие наводок на цепь управления ЭУПА. При этом следует различать воздействие на схему информационной части САУ помех со стороны питающей сети и со стороны ЭУПА (в частности, по цепи управляющего электрода тиристора). Оба эти механизма могут нарушать устойчивую работу схемы. Эффективное подавление помех в ЭУПА может обеспечить лишь комплекс мероприятий, включающих правильный монтаж схемы, использование фильтров, применение способа коммутации тиристорov при переходе напряжения через нуль. При этом следует учитывать диапазон изменения мощности нагрузки, колебания мощности в установившемся режиме, а также характер и величину помех в конкретной схеме ЭУПА.

5. ЭУПА должны обеспечивать допустимый уровень высокочастотных помех в сети. Это требование обусловлено тем, что при переключении тиристоры могут возбуждать переходные процессы в схемах, в которых они работают, и, в частности, в питающей сети.

Высокие скорости изменения токов в исполнительных тиристорных устройствах, работающих в ключевых режимах, приводят к усилению влияния индуктивностей и емкостей монтажа. Это проявляется в возникновении коммутационных перенапряжений и увеличении мощности рассеяния, в результате чего силовые ключи могут выйти из строя.

Силовые цепи ЭУПА следует монтировать короткими одножильными проводниками, а силовые трансформаторы и выпрямительные диоды располагать в непосредственной близости друг от друга. Трансформаторы в цепях управления необходимо размещать как можно дальше от силовых коммутируемых цепей (при пересечении эти цепи должны проходить перпендикулярно друг другу). Кроме перечисленных мер в схему мощных ЭУПА желательно вводить элементы, снижающие скорость нарастания токов нагрузки, а также элементы и узлы, обеспечивающие защиту тиристоров от перенапряжений и бросков тока.

Следует отметить, что в схемах ЭУПА нужно по мере возможности избегать применения мощных транзисторов, обладающих большей по сравнению с тиристорами инерционностью из-за значительной длительности этапа рассасывания избыточного заряда неосновных носителей. Инерционность мощных транзисторов приводит к появлению в схемах больших коммутационных токов, неполному использованию транзисторов по току, ограничению частоты переключения.

6. ЭУПА должны обладать высокими эксплуатационно-экономическими показателями, характеризующими схему, конструкцию и их элементную базу (высокими надежностью, к. п. д., удельными массогабаритными показателями (Вт/кГ, Вт/дм³), большим сроком службы, малым потреблением энергии питания, низкой стоимостью).

ЭЛЕКТРОННЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

2.1. Способы управления электронными регуляторами

Электронные регуляторы (ЭР) являются одним из наиболее распространенных видов электронных устройств промышленной автоматики. Они предназначены для регулирования действующего и среднего значения переменного и постоянного напряжения на нагрузке или мощности нагрузки. Как элементы системы автоматического управления (см. рис. В.1) они преобразуют в упорядоченный поток энергии те сигналы, которые вырабатываются логической информационной частью САУ на основании информации о состоянии объекта. Сами электронные регуляторы могут быть как разомкнутой, так и замкнутой системой автоматического регулирования по своему выходному параметру — напряжению, току или мощности. Это иллюстрируется структурной схемой ЭР (рис. 1.4), где канал обратной связи служит для измерения выходной величины ЭР (напряжения, мощности) и предотвращения ее отклонения от требуемой, определяемой сигналом управления X_y (режим стабилизации) или изменения ее по требуемому закону (вывод на режим, программное управление). Такая структура ЭР позволяет исключить из основного контура управления обработку быстроизменяющихся возмущений, связанных непосредственно с изменением подводимых к объекту управления напряжения, тока или мощности. В настоящее время наиболее широкое применение получили электронные регуляторы переменного напряжения. Эти регуляторы подключаются непосредственно к промышленной сети переменного напряжения, например, для регулирования скорости однофазного двигателя постоянного тока, причем в этих схемах могут использоваться как не полностью, так и полностью управляемые (запираемые) ключи. Согласно структурной схеме (см. рис. 1.4.) электронные регуляторы представляют собой сочетание силовой части в виде ИО и схемы управления. Основные свойства этих ЭР определяются способами управления ИО, которые реализуются схемой управления. Благодаря ключевым характеристикам тиристоров регулирование мощности или напряжения на нагрузке осуществляется за счет дискретного изменения его формы или амплитуды. Поэтому все способы управления можно разделить на четыре основные группы:

изменением формы напряжения на нагрузке в пределах каждого отдельного полупериода сетевого напряжения;

изменением числа полупериодов напряжения на нагрузке;

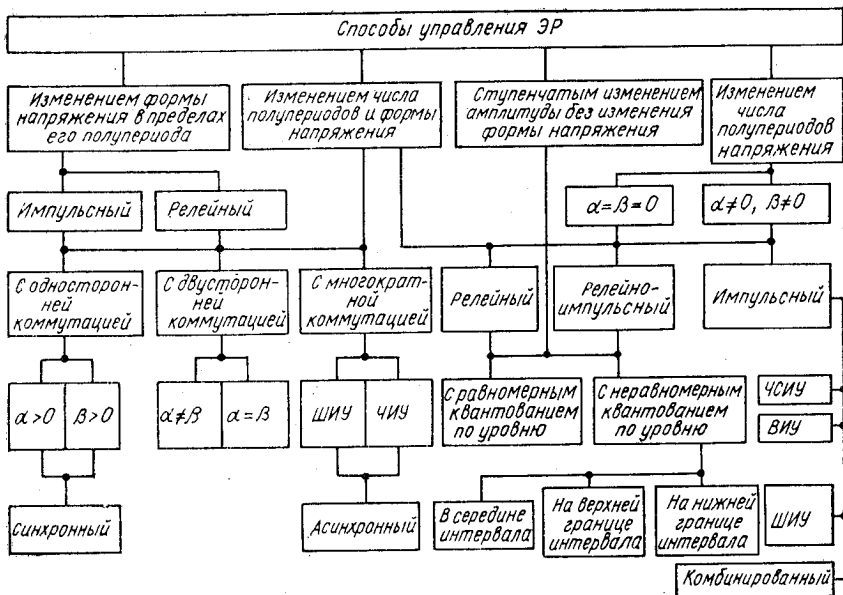


Рис. 2.1

ступенчатым изменением амплитуды подключаемого напряжения без искажения его синусоидальной формы;

комбинированное управление — одновременным изменением числа полупериодов и формы напряжения или амплитуды. Классификация способов управления ЭР показана на рис. 2.1.

Основным достоинством способов управления, связанных с изменением формы напряжения на нагрузке в пределах каждого отдельного полупериода, является то, что выходная характеристика по среднему или действующему значению ЭР при непрерывном сигнале управления непрерывна. В силу этого регуляторы, реализующие эти способы управления, обладают минимальной инерционностью и запаздыванием контура управления, приводят к минимальным пульсациям напряжения на нагрузке, являются наиболее высокочастотными, так как позволяют регулятору работать на сетевой частоте и более высоких частотах. Однако им присущи и некоторые недостатки: высокий уровень импульсных помех в сети и радиопомех из-за больших скоростей переключения и значительных амплитуд коммутируемых токов и напряжений; необходимость выключения тиристоров ИО для способов с принудительной коммутацией тиристоров; реактивный характер потребляемой мощности даже при чисто активной нагрузке вследствие искусственно вносимого фазового сдвига тока нагрузки относительно напряжения сети.

Рассмотрим ряд таких способов управления, для которых типичные искаженные формы напряжений на нагрузке изображены на рис. 2.2.

В соответствии с классификацией (рис. 2.1) эти способы разделены на две группы: импульсные и релейные (с вольтодобавкой). Импульсные способы предусматривают изменение формы напряжения в течение полупериода сетевого напряжения между огибающей последнего и нулевым уровнем без промежуточных значений (рис. 2.2, а — е). В свою очередь импульсные способы можно разделить на способы с односторонней (рис. 2.2, а, б), двухсторонней (рис. 2.2, в, г, д) и многократной (рис. 2.2, е) коммутацией в течение полупериода.

Импульсные способы с односторонней коммутацией подразделяются на управление с отставанием фазы тока в нагрузке от фазы напряжения сети (рис. 2.2, а) $\alpha > 0$ и управление с опережающей фазой тока (рис. 2.2, б) $\beta > 0$, причем α и β — соответственно углы включения и выключения тиристоров ИО. В первом случае активная нагрузка приобретает индуктивный, а во втором — емкостной характер, что сказывается на эффективности использования электроэнергии системой регулятор — нагрузка.

Способ управления с $\alpha > 0$ (фазовое управление) получил распространение благодаря хорошим параметрам регуляторной характеристики и относительной простоте технической реализации. Однако он имеет тот недостаток, что при управлении энергоемкими объектами вследствие искусственно вносимого индуктивного характера нагрузки, т. е. отставания угла фазового сдвига основной гармоники тока в нагрузке относительно фазы напряжения, возникает большая реактивная составляющая мощности индуктивного характера, уменьшающая коэффициент мощности регулятора.

Способ управления с $\beta > 0$ вносит реактивную составляющую с емкостным характером нагрузки и может использоваться для частичной компенсации индуктивного характера потребителей электроэнергии. Однако при технической реализации этого способа ЭР нуждаются в узлах принудительного выключения тиристоров (что технически достаточно сложно, в особенности для низкоомной нагрузки), что сопряжено с дополнительным расходом энергии в коммутирующих цепях, и приводит к снижению к. п. д. ЭР.

Широко используются способы управления с двухсторонней коммутацией тиристоров, в особенности с симметричным управлением (рис. 2.2, в) $\alpha = \beta$, позволяющим уменьшить искусственно вносимую

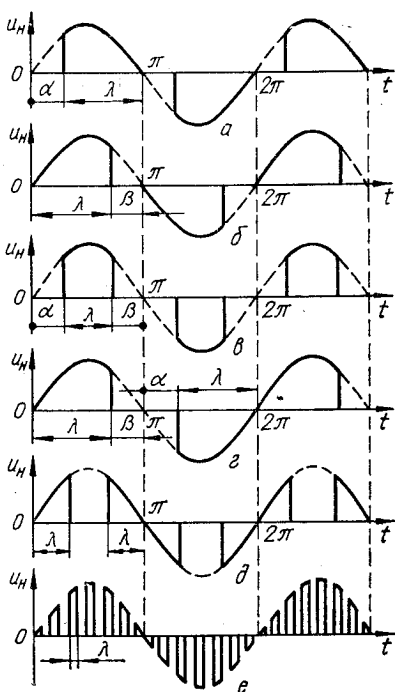


Рис. 2.2

реактивную составляющую нагрузки при сохранении положительных качеств способов управления с $\alpha > 0$ и $\beta > 0$.

Импульсные способы с многократным подключением нагрузки к сети в течение полупериода питающего напряжения (рис. 2.2, е) подразделяются на широтно-импульсные (ШИУ) и частотно-импульсные (ЧИУ). Для ШИУ частота подключения нагрузки к сети постоянна и кратна частоте питающей сети, а время подключения (скважность импульсов напряжения или тока) изменяется в зависимости от сигнала X_y . При ЧИУ время подключения нагрузки неизменно, а частота подключения зависит от значения сигнала X_y . Способы с многократной коммутацией широко используются для управления объектами с индукционным высокочастотным нагревом, а также для преобразования частоты. Они также применяются для широтно-импульсного регулирования постоянного напряжения.

С точки зрения согласования частот сетевого напряжения и коммутации тиристоров ИО все рассмотренные импульсные способы управления ЭР подразделяются на синхронные и асинхронные. Первые характеризуются синхронностью моментов включения и выключения тиристоров с моментами перехода через нуль напряжений (токов) питающей сети. При асинхронном управлении отсутствует синхронизация моментов коммутации тиристоров с сетевым напряжением, а отсчет углов коммутации α или β производится от моментов их предыдущего формирования в соответствии с значением регулируемого выходного параметра регулятора или его изменением за время, истекшее с момента предыдущей коммутации.

Импульсные способы управления с искусственной однократной (двухсторонней) коммутацией могут быть и условно-синхронными, т. е. синхронизация осуществляется посредством задания значений угла включения $\alpha = 0$ или $\alpha = \alpha_0 = \text{const}$ на основании анодного напряжения каждого тиристора, а изменение угла выключения достигается введением в закон регулирования суммарного (интегрального) значения выходного параметра регулятора (тока, напряжения) за определенное время его работы.

Способы управления с многократной коммутацией, как правило, являются асинхронными или условно-синхронными. Для способов с двухсторонней коммутацией может применяться синхронизация комбинированного типа: как с сетевым напряжением относительно моментов его максимума, т. е. с углами $\alpha_0 = 90^\circ, 270^\circ, \dots$ (рис. 2.2, в), так и с действующим значением выходного параметра для обеспечения симметричного управления ($\alpha = \beta$) регулятором. При широтно-импульсном регулировании постоянного напряжения управление, естественно, асинхронное.

В зависимости от соотношения частоты изменения мгновенного значения выходного параметра ЭР (например, первой гармоники тока нагрузки) f_n и частоты сети $f_c = 2\pi/T_c$ рассмотренные способы с одно- и двухсторонней коммутацией относятся к способам управления на основной (сетевой) частоте (ИУ — ОЧ), так как для них $f_n = f_c$, а способы с многократной коммутацией — к высокочастотным (ИУ — ВЧ), поскольку при этом управлении $f_n > f_c$. При релейном и релейно-импульсном

управления напряжение на нагрузке может изменяться в течение каждого полупериода сетевого напряжения между несколькими уровнями, отличными от нуля и задаваемыми при помощи так называемых схем ИО с вольтодобавкой, т. е. ИО, содержащих тиристорные ключи и трансформаторы, обмотки которых выполняются секциями или с отпайками.

Достоинством релейного управления является существенно меньший уровень помех и искажений сетевого напряжения при относительно лучших энергетических характеристиках. Включение тиристоров при релейном управлении осуществляется в моменты перехода напряжения через нуль, а выключение — при изменении полярности напряжения, поэтому высокочастотные помехи практически отсутствуют и нет необходимости в цепях запирания тиристоров. Наличие силовых трансформаторов с отводами (отпайками) и относительно большое количество дополнительных силовых ключей в ИО, включаемых последовательно в каждый отвод (отпайку) трансформатора, являются недостатками релейного способа управления. Разновидности релейных способов управления аналогичны рассмотренным вариантам импульсных способов.

Способы управления регуляторами переменного напряжения за счет изменения числа полупериодов подключаемого к нагрузке напряжения сети составляют большую группу. Минимальной единицей изменения выходного параметра является один или несколько полупериодов напряжения сети или часть полупериода, сформированная в соответствии с любым из рассмотренных способов управления. Способы управления здесь можно разделить на два вида: импульсные и комбинированные.

При импульсных способах управления выходной параметр квантуется по двум уровням: один из них нулевой, а второй соответствует прямому подключению нагрузки к сети (рис. 2.3). Эти способы подразделяются на широтно-импульсные (ШИУ), времяимпульсные (ВИУ) и кодоимпульсные (КИУ). Если под импульсом понимать единовременную посылку энергии с постоянными параметрами, то при ШИУ изменяется длительность посылки импульсов, а частота их следования постоянна (рис. 2.3, б). При ВИУ изменяется интервал времени между импульсами, длительность которых постоянна (рис. 2.3, а). При КИУ изменяется распределение в соответствии с сигналом управления числа импульсов внутри постоянного или регулируемого интервала времени, называемого периодом регулирования выходного параметра ЭР (рис. 2.3, в).

При кодоимпульсном управлении нагрузку многократно подключают к сети в течение периода регулирования T_p с постоянной длительностью каждого включения T_b . Число подключений соответствует значению сигнала управления X_y , поэтому способы КИУ называют также числоимпульсным управлением (ЧСИУ). Одной из основных характеристик ЧСИУ является закон распределения подключений нагрузки по интервалу T_p , изменением которого можно улучшать энергетические характеристики регулятора и повышать качество управления его выходным параметром.

Возможны и комбинированные способы импульсного управления. Так, при частотно-широтно-импульсном управлении одновременно изменяются число и частота следования импульсов, при частотно-импульсном — длительность интервала T_p и число наилучшим образом распределенных по этому интервалу импульсов. Эти способы позволяют корректировать энергетические характеристики ЭР и обеспечивают требуемое качество управления при минимуме высокочастотных помех. При этом в ряде случаев могут реализовываться необходимые сложные зависимости между сигналом управления и выходным параметром регулятора.

В зависимости от закона чередования и знаков полуволн напряжения на нагрузке импульсные способы подразделяются на способы со знакопередающимися (рис. 2.4, в) и произвольными (рис. 2.4, г) полуволнами. В первом случае постоянная составляющая тока в силовой цепи исключена, во втором она может присутствовать. По длительности каждого импульса можно выделить способы с многополупериодным (рис. 2.4, а, д), двухполупериодным (рис. 2.4, б) и однополупериодным (рис. 2.4, в, г) управлениями. При ШИУ реализуется только многополупериодное, а при ВИУ и ЧСИУ — любое управление.

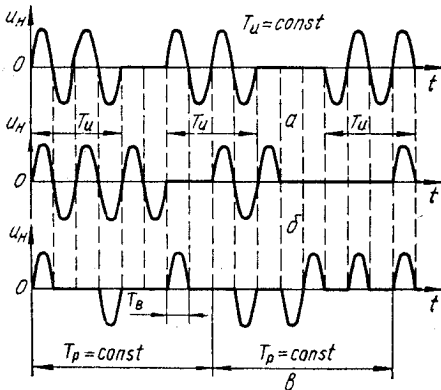


Рис. 2.3

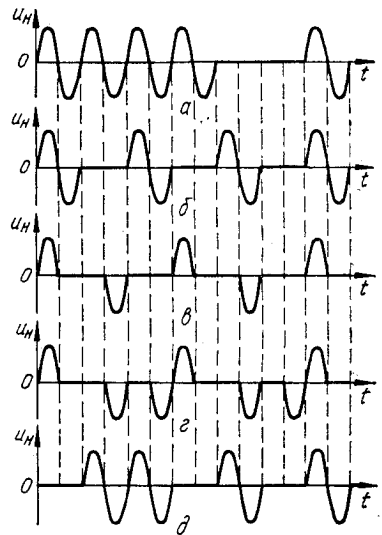


Рис. 2.4

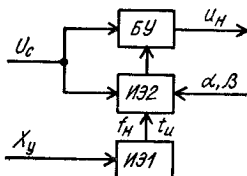


Рис. 2.5

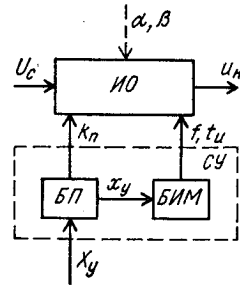


Рис. 2.6

Представим структурную схему ЭР с импульсным управлением согласно рис. 2.5 в виде двух последовательно соединенных импульсных элементов ИЭ1 и ИЭ2 и блока переключения БУ [3]. Элемент ИЭ1 преобразует сигнал управления X_y в последовательность сигналов включения и выключения тиристоров ИО, количественно характеризуемых частотой f_n и продолжительностью включения t_n . При ограничении моментов включения и выключения тиристоров соответственно углами α и β исполнительный орган будет выполнять команды ИЭ1 с временным сдвигом, вносимым элементом ИЭ2. Частота следования сигналов кратна двойной частоте сети $2f_c$, а фаза зависит от характера нагрузки и способа управления. Если ограничения на углы α и β не накладываются, то элемент ИЭ2 не нужен. Такое представление ЭР позволяет классифицировать способы управления ими по соотношению частоты сигналов управления с частотой питающей сети.

В зависимости от соотношения фаз и частот переключения импульсных элементов импульсные способы управления подразделяются на синхронные и асинхронные. При синхронном управлении частота следования сигналов ИЭ2 равна $2f_c$, при асинхронном — частоты переключения ИЭ1 и ИЭ2 могут быть различными, но кратными (однократное синфазное управление) или дополнительно могут совпадать моменты возникновения кратных импульсов (многократное синфазное управление). По отношению частоты изменения выходного параметра к частоте f_c рассмотренные способы являются низкочастотными (ИУ — НЧ), так как $f_n < f_c$.

Способы ИУ — НЧ находят все более широкое применение в тех объектах управления, для которых, прежде всего, важно количество подводимой энергии, а форма ее не имеет принципиального значения, т. е. объекты с хорошими инерционными свойствами. Наиболее распространенным классом таких объектов является электротермическое оборудование. Способы ИУ — НЧ, как и релейные, отличаются малым уровнем высокочастотных помех (вследствие коммутации тиристоров при условии $\alpha = 0$ и $\beta = 0$) и возможностью синхронной работы нескольких ЭР одновременно с взаимной компенсацией искажающих воздействия ЭР на питающую сеть. При этом ИО для реализации этих способов очень просты и не требуют специальных трансформаторов. При использовании способов ИУ — НЧ в тиристорных регуляторах возможно объединение функций регулятора выходного напряжения и трансформатора действующего напряжения сети (за счет увеличения интервала между отдельными импульсами энергии). При этом исчезает необходимость в силовых согласующих трансформаторах для некоторых электроустановок, например электropечей сопротивления. Наряду с этим способы ИУ-НЧ обеспечивают для широкого класса технологических процессов высокое качество регулирования различных технологических параметров (например, температуры, давления, мощности).

Комбинированные (релейно-импульсные) способы управления предусматривают одновременное использование импульсного и релейного управлений. Функциональная схема релейно-импульсного регулятора (рис. 2.6) содержит схему управления (СУ), состоящую из релей-

ного блока переключателей (БП), блока импульсной модуляции (БИМ) и ИО. При подаче на СУ задающего воздействия X_y , соответствующего требуемому значению коэффициента передачи K_y , БП обеспечивает коммутацию ключей, обуславливающую ближайшее меньшее значение коэффициента передачи K_n :

$$K_{n+1} \geq K_y \geq K_n, \quad (2.1)$$

и выделяет сигнал x_y , соответствующий отклонению K_y от K_n . Отклонение x_y поступает на БИМ, который более точно регулирует напряжение между двумя уровнями (2.1).

При чисто релейном регулировании в схеме (рис. 2.6) отсутствует БИМ и СУ включает ключ, обеспечивающий ближайший к заданному уровень квантования напряжения. При этом коэффициенты передачи по мгновенному K_i и действующему K_n напряжениям совпадают

$$K = K_i = K_n, \quad (2.2)$$

а характеристика регулирования $U_n = f(X_y)$ ступенчата. Уменьшения дискретности можно достичь только увеличением числа уровней квантования коэффициента передачи ИО. При импульсном управлении БП по сигналу с БИМ выполняет переключение между двумя уровнями, один из которых нулевой, при этом качество регулирования определяется показателями модулятора.

При комбинированном релейно-импульсном регулировании коэффициент передачи, токи и напряжения могут быть разложены на непрерывную и импульсную составляющие. Непрерывная составляющая определяется коэффициентом передачи меньшего уровня. Такое разложение позволяет рассматривать многие особенности релейно-импульсных ЭР на основе анализа только импульсных составляющих, которые выражаются через коммутационные функции. Комбинированное (релейно-импульсное) управление применяется для достижения каких-либо частных технических целей. Так, совмещением операций квантования выходного напряжения по уровню и по времени можно повысить точность регулирования: грубое регулирование осуществляется релейным, а точное — импульсным управлением.

В системах управления электротермоустановками с нагревом сопротивлением применяются сочетания различных способов управления, например, с одновременным изменением выходного параметра (мощности в нагревателях) в пределах каждого полупериода напряжения, подключаемого к нагрузке, и числа этих полупериодов за интервал повторения. Такое управление необходимо, например, при разогреве мощных установок, нагреватели которых в холодном состоянии имеют сопротивление, в несколько раз меньшее, чем в нагретом, и при этом может произойти перегрузка сети в первые моменты времени после включения установок. Возможны и иные сочетания способов управления.

2.2. Исполнительные органы электронных регуляторов

Исполнительные органы ЭР представляют собой сочетание одного или нескольких тиристорных либо транзисторных ключей и питающих трансформаторов, или только одних электронных ключей. Классифи-

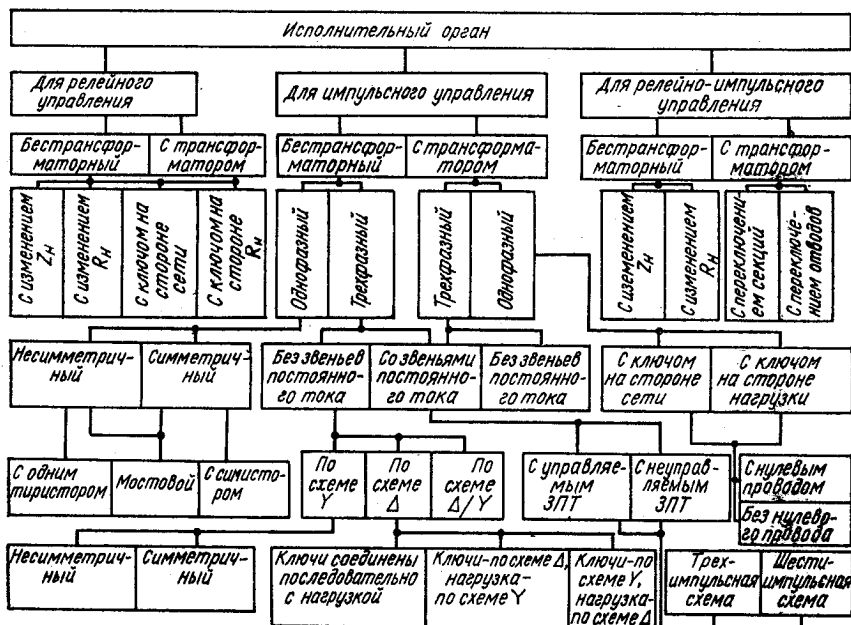


Рис. 2.7

кация основных тиристорных исполнительных органов приведена на рис. 2.7.

Схемы ИО могут быть трансформаторными и бестрансформаторными. Трансформаторные ИО, в свою очередь, бывают с переключением отводов и секций и используются при релейном или импульсном управлении. В последнем случае трансформатор служит только для согласования напряжения питающей сети с рабочим напряжением потребителя.

В зависимости от формы тока в нагрузке ИО могут содержать или не содержать в своей структуре звенья постоянного тока (ЗПТ). При наличии таких звеньев (выпрямительных элементов) ток нагрузки содержит постоянную составляющую. Если звенья постоянного тока в схеме ИО отсутствуют, постоянная составляющая тока нагрузки также отсутствует.

По числу фаз питающей сети ИО делятся на одно- и трехфазные. Трехфазные ИО могут выполняться по схеме звезды, треугольника или звезды-треугольника, причем ИО по схеме звезды могут быть с нулевым проводом или без нулевого. Однофазные ИО и их характеристики для релейно-импульсного управления мощностью переменного тока подробно рассмотрены в [3, 7], тиристорные ИО для одно- и трехфазных цепей — в [11, 14]. Допустимые условия работы тиристорov в качестве силовых коммутирующих элементов описаны в [15].

Основные схемы бестрансформаторных ИО и соотношения для наиболее важных параметров схем приведены в табл. 2.1, где U_ϕ и U_Δ — соответственно действующие значения синусоидальных фазного (для схем 1—4, 11) и линейного (для остальных схем) напряжений; I_H — дей-

Таблица 2.1

Номер схемы	Схема ИО	I_{cp}	k_{ϕ}	U_{cp}	$U_{обр}$	$P_{п.п}$
1		$\frac{I_H \sqrt{2}}{\pi}$	$\frac{\pi}{2}$	$U_H \sqrt{2}$	0	$\frac{U_H^2}{R_H}$
2		$\frac{I_H \sqrt{2}}{\pi}$	$\frac{\pi}{2}$	$U_H \sqrt{2}$	$U_H \sqrt{2}$	$\frac{U_H^2}{R_H}$
3		$\frac{2 I_H \sqrt{2}}{\pi}$	$\frac{\pi}{2\sqrt{2}}$	$U_H \sqrt{2}$	0	$\frac{U_H^2}{R_H}$
4		$\frac{2 I_H \sqrt{2}}{\pi}$	$\frac{\pi}{2\sqrt{2}}$	$U_H \sqrt{2}$	$U_H \sqrt{2}$	$\frac{U_H^2}{R_H}$
5		$\frac{I_H \sqrt{2}}{\pi}$	$\frac{\pi}{2}$	$U_H \sqrt{2}$	$U_H \sqrt{2}$	$\frac{U_H^2}{R_{\phi}}$
6		$\frac{I_H \sqrt{2}}{\pi}$	$\frac{\pi}{2}$	$U_H \sqrt{2}$	$U_H \sqrt{2}$	$\frac{U_H^2}{R_{\phi}}$
7		$\frac{1,5 \sqrt{2} I_H}{\pi}$	$\frac{\pi}{3} \sqrt{\frac{4}{3}} + \frac{\sqrt{3}}{2\pi}$	$U_H \sqrt{2}$	$U_H \sqrt{2}$	$\frac{U_H^2}{R_{\phi}}$
8		$\sqrt{\frac{2}{3}} \frac{I_H}{\pi}$	$\frac{\pi}{2}$	$U_H \sqrt{2}$	$U_H \sqrt{2}$	$\frac{U_H^2}{R_{\phi}}$

Номер схемы	Схема ИО	I_{cp}	k_{ϕ}	U_{cp}	$U_{обр}$	$P_{п.п}$
9		$\frac{I_H \sqrt{2}}{3\pi}$	$\frac{\pi}{2}$	$U_{л} \sqrt{2}$	$U_{л} \sqrt{2}$	$\frac{3U_{л}^2}{R_{л}}$
10		$\frac{I_H \sqrt{2}}{\pi}$	$\frac{\pi}{2}$	$U_{л} \sqrt{2}$	$U_{л} \sqrt{2}$	$\frac{3U_{л}^2}{R_{л}}$
11		$\frac{I_H \sqrt{2}}{4\pi}$	$\frac{\pi}{3}$	$U_{\phi} \sqrt{2}$	$U_{\phi} \sqrt{2}$	$\left(\frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{4\pi}\right) \times \frac{U_{л}^2}{R_{л}}$
12		$\frac{I_H \sqrt{2}}{6\pi}$	$\frac{\pi}{4}$	$\frac{U_{л} \sqrt{2}}{2}$	$\frac{U_{л} \sqrt{2}}{2}$	$\left(\frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{2\pi}\right) \times \frac{3U_{л}^2}{R_{л}}$

ствующее значение тока в каждой части нагрузки за время T_c . При анализе этих схем основное внимание уделяется характеристикам ИО, определяющим уровень вносимых в сеть искажений, простоту управления и подключения нагрузки, степень генерирования высокочастотных помех при коммутациях тиристоров, а для трехфазных схем — дополнительно характеристикам, оценивающим симметричность токов нагрузки на сеть и ток нулевого провода.

Схемы 1—10 относятся к ИО без звеньев постоянного тока, схемы 11 и 12 содержат ЗПТ. Симметрия нагрузки на сеть трехфазных и однофазных включенных по трехфазной схеме исполнительных органов без ЗПТ зависит как от режима управления тиристорными ключами разных фаз, так и от соотношения полных сопротивлений каждой фазы. Обычно с целью снижения уровня мощности несимметрии нагрузки разных фаз выбираются одинаковыми, а схемы управления проектируются с учетом обеспечения максимальной симметрии управления тиристорами разных фаз. В схемах с ЗПТ нагрузка фаз общая, поэтому симметрии таких схем добиваются только с помощью симметричного управления тиристорными ключами.

С точки зрения простоты управления тиристорами наиболее приемлемы однофазные и многофазные схемы 5,6 с нулевым проводом,

а также схемы 10 и 11. В этих ИО тиристоры различных фаз коммутируются независимо один от другого и в каждый момент времени может включаться один из них. Дополнительно в схемах 6 и 11 тиристоры (в случае применения симисторов) могут иметь общий теплоотвод, а схема управления — общую шину управления. Остальные ИО не допускают независимой коммутации тиристоров и для нормальной работы необходимо одновременно включать два тиристора, расположенные в разных фазах.

Поскольку рассматриваемые схемы ИО предназначены для коммутации больших значений токов, протекающих по частям нагрузки, целесообразно использовать ИО, обеспечивающие минимальное число соединительных проводов между тиристорами и нагрузкой. При этом уменьшаются высокочастотные помехи и потери в соединениях и экономятся электротехнические материалы. Такому условию наиболее соответствуют многофазные схемы 5,6 без нулевого провода, схемы 7, 9, 10, где достаточно трех соединительных проводов между ИО и нагрузкой, схемы 11 и 12 с ЗПТ, к которым нагрузка подключается двумя проводами.

Наличие нулевого провода существенно снижает упомянутые выше достоинства схем 5,6 и 11, поскольку по его контуру протекают неизбежные при импульсных способах управления импульсные токи несимметрии (для схем 5, 6) и весь ток нагрузки (для схем 11). Нулевой провод токоподводящей цепи предназначен для симметрирования многофазного потребителя, и сечение его не рассчитано на работу с токами, соизмеримыми с токами нагрузки фаз. Поэтому в его контуре возникают импульсные перегрузки, приводящие к дополнительным потерям электроэнергии, а сам нулевой провод становится источником импульсных помех. При этом ухудшаются условия работы других приемников электроэнергии, в частности устройств контроля, управления, регистрации. Поэтому схемы ИО с нулевым проводом, особенно схемы вида 11, применяются для управления нагрузкой небольшой номинальной мощности — не более 1...2 кВт.

Для удобства анализа рассматриваемые многофазные схемы ИО по их основным энергетическим характеристикам подразделяют на три группы, связанные с особенностями коммутации тиристоров:

схемы с независимой коммутацией (вида 5, 6 с нулевым проводом и вида 10);

схемы с зависимой коммутацией без звена постоянного тока (5, 6 без нулевого провода и 7, 8, 9);

схемы с зависимой коммутацией и звеном постоянного тока.

В схемах первой группы одновременно и независимо друг от друга могут включаться любые тиристоры (естественно, при наличии на их аноде положительного напряжения). Изменение фазовых углов α и β для этих схем возможно от 0° до 180° . Это объясняется тем, что к каждой части нагрузки подключено отдельно фазовое (для схем 5, 6) или линейное (для схемы 10) напряжение сети. Энергия к частям нагрузки подводится импульсами напряжения синусоидальной формы с длительностью от 0 до $T_c/2$. Форма тока в тиристорах и линейных проводах соответствует форме тока в частях нагрузки.

В схемах второй группы ИО части нагрузки, включенные в различные фазы, имеют общий источник энергии — линейное напряжение. Поэтому при использовании способов управления ИУ — НЧ, когда включение тиристорov осуществляется при $\alpha = 0$, $\beta = 0$ и минимальной длительности импульса энергии, кратного $T_c/2$, для выключения тиристорov необходимы паузы с длительностью, кратной $T_c/6$. Форма тока в тиристорах и линейных проводах соответствует форме тока в нагрузке.

В третьей группе ИО при коммутации мощности используется только один источник путем включения одного (схема 11) или двух (схема 12) тиристорov. Мощность в нагрузке при ИУ — НЧ выделяется в виде непрерывного или ряда отдельных кусочно-синусоидальных импульсов длительностью, кратной $T_c/3$ для схемы 11 и $T_c/6$ — для схемы 12. При ИУ — ОЧ эти схемы представляют собой обычный управляемый выпрямитель. Напряжение на нагрузке формируется в виде импульсов кусочно-синусоидальной формы. Форма тока в тиристорах (диодах), линейных проводах и нагрузке различна.

Исполнительные органы для релейных способов управления существенно отличаются от рассмотренных для импульсного управления. Если при импульсных способах управления различное значение напряжения или мощности на нагрузке достигается с помощью включения одного тиристорного ключа в разные моменты времени, то при релейном управлении необходим ряд ключей, поскольку число возможных дискретных значений выходного параметра определяется числом ключей или числом различных комбинаций этих ключей. В ИО для релейных способов управления принципиально необходим силовой трансформатор с секционированными первичной и вторичной обмотками или хотя бы одной из них. Энергетические показатели широкодиапазонных регуляторов выше при секционировании вторичной обмотки трансформаторов. Обобщенные схемы основных типов ИО релейных регуляторов с секционированной вторичной обмоткой трансформатора показана на рис. 2.8.

На рис. 2.8, а представлена схема ключа, где последовательно с каждым отводом обмотки трансформатора включен реверсивный ключ SA_i (например, один из ключей схем 1—4 табл. 2.1). Напряжение U_1 , снимаемое с обмотки w_1 младшей секции, имеющей минимальное число витков, при замыкании ключа SA_1 в момент прохождения тока через нуль, является минимальным значением дискретного изменения напряжения на нагрузке при условии, что числа витков обмоток секций (от младшей к старшей) составляют арифметическую прогрессию. Общее число секций n , состоящих из обмотки w_i и реверсивного ключа SA_i , определяется диапазоном регулирования напряжения

$$n = (U_{н \max} - U_{н \min})/U_1,$$

где n округлено до ближайшего большого целого числа; $U_{н \max}$ и $U_{н \min}$ — максимальное и минимальное значения напряжения на нагрузке. Такая схема проста, но характеризуется большим числом обмоток, выводов и ключей.

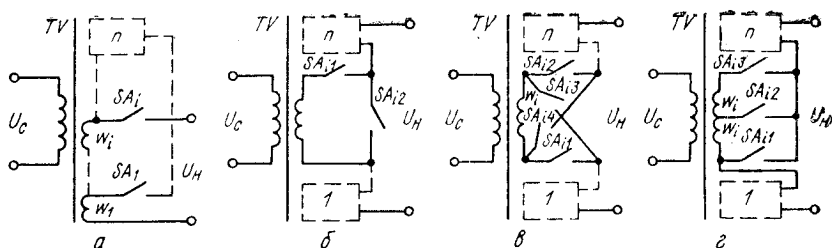


Рис. 2.8

Значительное сокращение числа коммутируемых секций при выполнении условия широкодиапазонного регулирования напряжения достигается исполнением секций таким образом, что числа их витков образуют геометрическую прогрессию со знаменателем 2, т. е. исполнением их по двоичной системе счисления. Для этого каждая секция должна иметь возможность с помощью коммутируемых ключей как включаться последовательно с другими секциями, так и исключаться из набора секций (шунтироваться).

На рис. 2.8, б показана схема силовой части регулятора для широкодиапазонного регулирования напряжения с возможностью согласованного включения переключаемых секций (ПС) между собой (ключи SA_{i1} включены, а ключи SA_{i2} выключены) или исключения i -й секции из набора путем включения ее шунтирующего ключа SA_{i2} и выключения ее последовательного ключа SA_{i1} . Общее число переключающихся секций ПС, обеспечивающих изменение напряжения на нагрузке от $U_{H \min}$ до $U_{H \max}$ ($U_{H \min}$ является напряжением младшей секции), определяется формулой

$$n = \log_2 \frac{U_{H \max}}{U_{H \min}},$$

где n округлено до ближайшего большего числа.

При дискретности изменения выходного напряжения 1...2 В выигрыш на две секции по сравнению со схемой, изображенной на рис. 2.8, б, получается при использовании секций с числами витков, соотносящимися между собой как числа $3^0 : 3^1 : 3^2 : 3^3 : 3^4 = 1 : 3 : 9 : 27 : 81$ и т. д., т. е. составляющими геометрическую прогрессию со знаменателем 3 (рис. 2.8, в). Причем каждая из обмоток секций может быть включена согласно с остальными обмотками секций (ключи SA_{i1} и SA_{i2} включены, а ключи SA_{i3} и SA_{i4} выключены) или исключена из набора секций (ключи SA_{i3} и SA_{i4} включены, а ключи SA_{i1} и SA_{i2} выключены). Однако наряду с указанным уменьшением количества секций трансформатора одновременно увеличивается в 1,5 раза число ключей и усложняется алгоритм управления ими. В схеме на рис. 2.8, г по сравнению со схемой на рис. 2.8, в число секций уменьшается на одну, а число ключей — в два раза. Это достигается выполнением секционированных обмоток со средними точками при сохранении соотношения витков обмоток секций, определяемого геометрической прогрессией с основанием 3, и при соединении секций, как пока-

зано на рис. 2.8, г, причем в каждой секции может быть включен только один ключ. Для получения напряжения $U_{н \min}$, которое определяет дискретность изменения напряжения $U_{н}$, должен быть включен средний ключ SA_{i2} младшей секции и первые ключи ($SA_{21}, SA_{31}, \dots, SA_{n1}$) остальных секций. Напряжение $U_{н \max}$ получается при включении третьих ключей ($SA_{13}, SA_{23}, \dots, SA_{n3}$) каждой секции, оно равно

$$U_{н \max} = U_{н \min} (3^n - 1).$$

Достоинство регуляторов этого типа — амплитудное регулирование напряжения, при котором искажения сетевого напряжения минимальны, что в сочетании с ключевым режимом работы ИО обеспечивает высокий к. п. д. схемы, а также возможность цифрового управления без промежуточных преобразований цифровой величины управляющих сигналов в аналоговую форму. Недостатками являются наличие трансформатора достаточно сложной конструкции и большое число ключей, зависящее от дискретности управления.

В мощных регуляторах и стабилизаторах, питаемых от трехфазной сети переменного напряжения, применение чисто релейного режима нецелесообразно, поскольку усложняется конструкция трансформатора и значительно увеличивается число ключей. В таких схемах используют релейно-импульсные ИО на трехфазных трансформаторах с переключением отпаек. Грубое регулирование в таких регуляторах осуществляется релейно с помощью переключения отпаек (или секций) трансформатора, а точное — импульсными методами за счет временной модуляции включенного состояния ключей.

В таких ИО еще в большей степени, чем в ИО импульсных регуляторов, проявляется взаимное влияние различных фаз. В трехстержневом трансформаторе в любой момент времени должен выполняться баланс мгновенных значений магнитных потоков стержней или, если использовать связь производных потоков, напряжений и числа витков обмотки ω , баланс мгновенных значений напряжений на один виток

$$\frac{u_A}{\omega_A} + \frac{u_B}{\omega_B} + \frac{u_C}{\omega_C} = 0. \quad (2.3)$$

При нарушении соотношения (2.3) появляется поток рассеяния, замыкающийся по воздуху, что приводит к появлению значительных уравнительных токов.

2.3. Регулировочные характеристики электронных регуляторов

Этот вид характеристик описывает свойства регуляторов в статическом режиме и характеризует линейность и дискретность регулировочной характеристики, коэффициент передачи и его зависимость от управляющего сигнала. Статическая регулировочная характеристика $U_{н} = f_1(X_y)$ и $P = f_2(X_y)$ определяет количественную взаимосвязь напряжения или мощности на нагрузке и управляющего параметра X_y . Коэффициент передачи $K = f'(X_y)$ характеризует чувствительность выходного параметра к изменению управляющего параметра

X_y и определяется выражением

$$\begin{aligned} K_U &= \left(\frac{X_{y \max}}{U_{H \max}} \right) \left(\frac{\partial U_H}{\partial X_y} \right); \\ K_P &= \left(\frac{X_{y \max}}{P_{\max}} \right) \left(\frac{\partial P}{\partial X_y} \right), \end{aligned} \quad (2.4)$$

где ∂P , ∂U_H — величина изменения мощности (напряжения) при изменении параметра X_y на величину ∂X_y .

Дискретность регулировочной характеристики определяется выражением

$$\delta P_i = \left| \frac{P_i - P_{i-1}}{P_{\max}} \right|; \quad \delta U_i = \left| \frac{U_i - U_{i-1}}{U_{\max}} \right| \quad (2.5)$$

и указывает на максимально возможное приращение мощности при изменении управляющего сигнала X_y . Величины δP_i и δU_i связаны либо с дискретностью параметра X_y , либо с дискретным характером передачи мощности (напряжения). И в том и в другом случаях коэффициент передачи также будет дискретной величиной.

Все разновидности способа ШИУ — ОЧ (способа фазового управления) имеют нелинейную статическую характеристику, а величина их коэффициентов передачи изменяется более чем на порядок в диапазоне изменения управляющего параметра $0,1 \leq X_y \leq 0,9$. Статическая регулировочная характеристика способа ШИУ — ВЧ (без учета пульсаций регулируемого параметра) линейна, а коэффициент передачи равен постоянной величине (регулировочные характеристики соответствуют характеристикам классического способа ШИМ [6, 11]). Аналогично ступенчато линейны характеристики способов релейного управления.

Дискретность статической характеристики способов ШИУ — ОЧ и ШИУ — ВЧ определяется дискретностью параметра X_y и не должна превышать допустимой погрешности регулятора. В связи с этим число уровней дискретизации N управляющего параметра X_y можно определить по формуле

$$N = K_{\max} / \delta \varepsilon_P,$$

где $\delta \varepsilon_P$ — допустимая относительная погрешность задания выходного параметра ε_P ; K_{\max} — максимальное значение коэффициента передачи.

Дискретность статической характеристики в этом случае будет равна величине $\delta P_i = 1/N$.

Для низкочастотных способов управления ШИУ — НЧ, ЧСИУ — НЧ и ЧИУ — НЧ характерной является передача мощности импульсами единичной мощности P_0 . При этом в ЧСИУ — НЧ и ШИУ — НЧ имеет место постоянная длительность периода регулирования T_p , а в ЧИУ — НЧ длительность этого периода — величина переменная.

Статические характеристики способов ШИУ — НЧ и ЧСИУ — НЧ линейны, коэффициенты передачи равны единице, а дискретность регулировочной характеристики — величина постоянная. Величина этой дискретности ограничена, с одной стороны, минимальной длитель-

ностью импульса t_n , а с другой — максимальной длительностью периода регулирования T_p . Минимальная длительность импульса определяется видом и частотой питающей сети и, например, для трехфазной сети может принимать значения $T_c/6$, $T_c/3$, $T_c/2$ или T_c , где T_c — длительность периода питающей сети.

Максимальная длительность периода регулирования T_p ограничена условием $T_p \ll T_o$, где T_o — постоянная времени объекта управления, и связанной с этим условием величиной запаздывания в обработке изменений управляющего сигнала. Поэтому соотношение T_p/T_o необходимо выбирать таким, чтобы этим запаздыванием можно было пренебречь, например $(T_p/T_o) \leq 10^{-2}$. С учетом этого величину дискретности регулировочной характеристики низкочастотных способов можно определить как

$$\delta P_i = t_n/T_p,$$

а допустимое количество импульсов мощности m в интервале повторения рассчитать по формуле

$$m = 1/\delta P_i.$$

Таким образом, способы управления ШИУ — НЧ и ЧСИУ — НЧ обеспечивают линейную, но дискретную статическую регулировочную характеристику и постоянный коэффициент передачи. При способе управления ЧИУ — НЧ статическая регулировочная характеристика, коэффициент передачи и дискретность регулирования являются нелинейными функциями управляющего сигнала, поэтому эти способы используются значительно реже.

Следует еще раз отметить, что импульсные способы управления на низкой частоте сопровождаются существенным искажением формы напряжения на нагрузке, и при малых постоянных времени исполнительных механизмов и объектов управления вызывают большие пульсации регулируемого параметра. Поэтому низкочастотные способы управления используются преимущественно для регулирования величины мощности на нагрузке с целью преобразования ее в теплоту.

2.4. Энергетические характеристики электронных регуляторов

Энергетические показатели характеризуют эффективность использования и потребления электрической энергии. Эффективность использования электрической энергии оценивается коэффициентом полезного действия

$$\eta = \frac{P_n}{P_c}, \quad (2.6)$$

где P_n — полезная мощность нагрузки; P_c — потребляемая из сети активная мощность.

Эффективность потребления электрической энергии определяется соотношениями между уровнями полной мощности S , потребляемой из сети, и уровнями ее составляющих — активной P_n , реактивной P_p , мощности искажений $P_{ис}$ и несимметрии $P_{нес}$. Наличие большого

числа составляющих полной мощности определяется тем, что регулятор с ключевыми ИО является существенно нелинейным звеном. В зависимости от способа управления и схемы ИО та или иная составляющая полной мощности может отсутствовать, за исключением активной составляющей.

Активная мощность P_n равна среднему значению мгновенной мощности в нагрузке за время T_p и определяет количество электрической энергии, необратимо преобразующейся в нагрузке в тепловую энергию или другие ее виды. Активная мощность характеризует уровень полезной работы и работы, расходуемой на потери в регуляторе.

Реактивная мощность P_p (или мощность сдвига) обусловлена фазовым сдвигом основной гармоники тока нагрузки и напряжения питающей сети. Реактивная составляющая тока нагрузки, появляющаяся вследствие сдвига основной гармоники тока относительно напряжения сети, не участвует в передаче полезной энергии в нагрузку, поскольку среднее значение мгновенной реактивной мощности равно нулю. В то же время, протекая по контуру источник энергии — кабель — регулятор — нагрузка, эта составляющая тока создает дополнительные потери электроэнергии.

Мощность искажений $P_{ис}$ обусловлена гармониками тока, не совпадающими по частоте с основной гармоникой, т. е. частотой сети, и вызывает дополнительные потери электроэнергии.

Мощность несимметрии $P_{нес}$ учитывает потери энергии, связанные с неравномерным во времени распределением токов по фазам многофазной сети. Поскольку потери энергии изменяются по квадратичной зависимости, то увеличение этого значения при симметричной нагрузке приводит к резкому увеличению суммарных потерь энергии.

Полная мощность S определяется расчетными значениями токов нагрузки и напряжений фаз сети; она всегда больше фактически передаваемой к нагрузке активной мощности из-за существования составляющих, не создающих полезной работы и увеличивающих потери энергии в сети, источнике и регуляторе. Полная мощность определяется уравнением

$$S = U_n \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + \dots + I_m^2}, \quad (2.7)$$

где U_n — действующее линейное напряжение симметричной питающей сети; I_1, I_2, \dots, I_m — действующее значение токов в линейных проводах питающей m -фазной сети.

Заменяя токи в линейных проводах их гармоническими составляющими, преобразуем уравнение (2.7) к виду

$$S = U_n \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} I_{1k}^2 + \sum_{k=1}^{\infty} I_{2k}^2 + \dots + \sum_{k=1}^{\infty} I_{mk}^2}, \quad (2.8)$$

где k — номер гармонической составляющей, причем гармонике $k = 1$ соответствует для импульсных способов управления на основной частоте — частоте сети, а для способов управления на низкой — частоте, определяемой интервалом регулирования ($1/T_p$).

Положим, что частота питающего напряжения $f_c = (1/T_c) = \frac{\omega_c}{2\pi}$ совпадает с частотой l -й гармоники токов в уравнении (2.8). Тогда все гармоники линейных токов с номерами $k > l$ отнесем к высокочастотным, а гармоники с номерами $k < l$ — к низкочастотным составляющим этих токов.

Преобразуем суммы квадратов токов основной гармоники сети, входящих в уравнение (2.8), для трехфазной сети ($m = 3$):

$$\sum_{m=1}^3 I_{ml}^2 = \frac{1}{3} \sum_{m=1}^3 I_{ml}^2 + \frac{2}{3} \sum_{m=1}^3 I_{ml}^2 = \frac{1}{3} \left[\left(\sum_{m=1}^3 I_{ml} \cos \varphi_{ml} \right)^2 + \left(\sum_{m=1}^3 I_{ml} \sin \varphi_{ml} \right)^2 \right] - \sum_{\substack{p=1 \\ q=1, p \neq q}}^3 I_{pl} I_{ql} \cos(\varphi_{pl} - \varphi_{ql}) + \frac{2}{3} \sum_{m=1}^3 I_{ml}^2.$$

Подставляя полученное значение $\sum_{m=1}^3 I_{ml}^2$ в уравнение (2.8), преобразуем его следующим образом:

$$S = \left\{ \left(\frac{U_\pi}{\sqrt{3}} \sum_{m=1}^3 I_{ml} \cos \varphi_{ml} \right)^2 + \left(\frac{U_\pi}{\sqrt{3}} \sum_{m=1}^3 I_{ml} \sin \varphi_{ml} \right)^2 + U_\pi \sum_{m=1}^3 \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq l}}^{\infty} I_{mk}^2 + \frac{U_\pi^2}{3} \left[2 \sum_{m=1}^3 I_{ml} - \sum_{\substack{p=1 \\ q=1, p \neq q}}^3 I_{ql} I_{pl} \cos(\varphi_{pl} - \varphi_{ql}) \right] \right\}^{1/2}, \quad (2.9)$$

где φ_{ml} — угол фазового сдвига между линейным током m -й фазы l -й гармоники и фазным напряжением U_π эквивалентного симметричного источника электроэнергии, выполненного по схеме звезды.

Первое слагаемое представляет собой квадрат активной мощности, т. е.

$$P_H = \frac{U_\pi}{\sqrt{3}} \sum_{m=1}^3 I_{ml} \cos \varphi_{ml}, \quad (2.10)$$

второе слагаемое является квадратом реактивной мощности

$$P_P = \frac{U_\pi}{\sqrt{3}} \sum_{m=1}^3 I_{ml} \sin \varphi_{ml}, \quad (2.11)$$

третье — квадратом мощности искажений

$$P_{ис} = U_\pi \sqrt{\sum_{m=1}^3 \sum_{k=1}^{l-1} I_{mk}^2 + \sum_{m=1}^3 \sum_{k=l+1}^{\infty} I_{mk}^2}, \quad (2.12)$$

а четвертое — квадратом мощности несимметрии

$$P_{нес} = U_\pi \sqrt{\frac{1}{3} \left[2 \sum_{m=1}^3 I_{ml}^2 - \sum_{\substack{p=1 \\ q=1, p \neq q}}^3 I_{pl} I_{ql} \cos(\varphi_{pl} - \varphi_{ql}) \right]}. \quad (2.13)$$

Мощность искажений, в свою очередь, содержит высокочастотную и низкочастотную составляющие, уравнения для которых следуют из

соотношения (2.12):

$$P_{ис.вч} = U_{л} \sqrt{\sum_{m=1}^3 \sum_{k=l+1}^{\infty} I_{mk}^2} \quad (2.14)$$

$$P_{ис.нч} = U_{л} \sqrt{\sum_{m=1}^3 \sum_{k=1}^{l-1} I_{mk}^2} \quad (2.15)$$

Эффективность потребления электрической энергии оценивается коэффициентом мощности:

$$k_m = \frac{P_H}{S} = \frac{P_H}{\sqrt{P_H^2 + P_p^2 + P_{ис}^2 + P_{нес}^2}}, \quad (2.16)$$

или

$$k_m = \frac{P_H}{\sqrt{P_H^2 + P_p^2}} \frac{\sqrt{P_H^2 + P_p^2}}{\sqrt{P_H^2 + P_p^2 + P_{ис}^2}} \frac{\sqrt{P_H^2 + P_p^2 + P_{ис}^2}}{\sqrt{P_H^2 + P_p^2 + P_{ис}^2 + P_{нес}^2}}. \quad (2.17)$$

Первый дробный сомножитель (2.17) представляет собой коэффициент сдвига k_c , характеризующий соотношение между активной и реактивной мощностями. В регуляторах с симметричной нагрузкой он равен косинусу угла сдвига основной гармоники тока относительно напряжения соответствующей фазы

$$k_c = P_H / \sqrt{P_H^2 + P_p^2} = \cos \varphi_l. \quad (2.18)$$

Второй дробный сомножитель (2.17) — коэффициент искажений $k_{ис}$ регулятора, определяемый при симметричной нагрузке на сеть отношением действующего значения основной гармоники тока к его действующему значению и соответствующий уровню искажения формы потребления из сети токов

$$k_{ис} = \frac{\sqrt{P_H^2 + P_p^2}}{\sqrt{P_H^2 + P_p^2 + P_{ис}^2}}. \quad (2.19)$$

При синусоидальной форме токов линейных проводов $k_{ис} = 1$.

Третий дробный сомножитель (2.17) называется коэффициентом несимметрии и характеризует степень несимметричности нагрузки на фазы питающего напряжения

$$k_{нес} = \frac{\sqrt{P_H^2 + P_p^2 + P_{ис}^2}}{\sqrt{P_H^2 + P_p^2 + P_{ис}^2 + P_{нес}^2}}. \quad (2.20)$$

При симметричной нагрузке фаз регулятора мощность несимметрии равна нулю и коэффициент несимметрии равен единице. В регуляторах, питающихся от симметричных источников синусоидального напряжения, мощность и коэффициент несимметрии определяются несимметрией ИО или режимов управления.

Поскольку большинство трехфазных нагрузок имеет симметричный характер, в дальнейшем для упрощения выкладок целесообразно рас-

смагивать энергетические характеристики регуляторов при $k_{\text{нec}} = 1$.

Мгновенные значения выходного параметра ЭР (напряжение, ток нагрузки) циклически повторяются с периодом T_p . Кривая линейного тока m -й фазы содержит гармоники высших и низших (по отношению к сетевой) частот:

$$i_m(t) = \sqrt{2} \left[I_{ml} \sin(l\Theta - \varphi_l) + \sum_k^{l-1} I_{mk} \sin(k\Theta - \varphi_{mk}) + \sum_{k=l+1}^{\infty} I_{mk} \sin(k\Theta - \varphi_{mk}) \right],$$

где φ_{mk} — фазовый угол k -й гармоники тока; $\Theta = 2\pi t/T_p$ — текущая условная координата.

При синусоидальном фазном напряжении сети $u_\phi(t) = \sqrt{2} U_p \times \sin \Theta l$ активная и реактивная мощности фазы соответственно равны

$$P_n = U_\phi I_{ml} \cos \varphi_l; \quad P_p = U_\phi I_{ml} \sin \varphi_l, \quad (2.21)$$

а коэффициент сдвига

$$k_c = \cos \varphi_{ml}. \quad (2.22)$$

Действующий ток фазы, потребляемый из сети,

$$I_m = \sqrt{\frac{1}{2\pi l} \int_0^{2\pi l} i_m^2(t) dt} = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} I_{mk}^2}, \quad (2.23)$$

а коэффициент искажений определится равенством

$$k_{\text{ис}} = \frac{I_{ml}}{I_m} = \sqrt{\frac{I_{ml}^2}{\sum_{k=1}^{l-1} I_{mk}^2 + I_{ml}^2 + \sum_{k=l+1}^{\infty} I_{mk}^2}}. \quad (2.24)$$

Введем обозначения, связывающие уравнение (2.23) с выражениями (2.14, 2.15), для составляющих мощности искажения

$$k_{\text{ис.нч}} = \frac{I_{ml}}{\sqrt{\sum_{k=1}^{l-1} I_{mk}^2 + I_{ml}^2}}; \quad k_{\text{ис.вч}} = \frac{\sqrt{\sum_{k=1}^{l-1} I_{mk}^2 + I_{ml}^2}}{\sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} I_{mk}^2 + I_{ml}^2}}. \quad (2.25)$$

На основании этих уравнений получим следующую форму записи коэффициентов искажения мощности:

$$k_{\text{ис.нч}} = \frac{\sqrt{P_n^2 + P_p^2}}{\sqrt{P_n^2 + P_p^2 + P_{\text{ис.нч}}^2}}; \quad k_{\text{ис.вч}} = \frac{\sqrt{P_n^2 + P_p^2 + P_{\text{ис.нч}}^2}}{\sqrt{P_n^2 + P_p^2 + P_{\text{ис}}^2}}. \quad (2.26)$$

Выражение для полной мощности при импульсных способах управления определим из соотношения для квадрата полной мощности

одной фазы

$$S_{(1)}^2 = U_{\phi 1}^2 I_1^2 = U_{\phi 1}^2 \left(I_{11}^2 \cos^2 \varphi_l + I_{11}^2 \sin^2 \varphi_l + \sum_{k=1}^{l-1} I_{k1}^2 + \sum_{k=l+1}^{\infty} I_{k1}^2 \right) = \\ = P_{н1}^2 + P_{р1}^2 + P_{ис1}^2, \quad (2.27)$$

где

$$P_{н1} = U_{\phi 1} I_{11} \cos \varphi_l; \quad P_{р1} = U_{\phi 1} I_{11} \sin \varphi_l; \quad P_{ис1} = \\ = U_{\phi 1} \sqrt{\sum_{k=1}^{l-1} I_{k1}^2 + \sum_{k=l+1}^{\infty} I_{k1}^2}.$$

Как следует из уравнений (2.25) — (2.27), мощность искажений при симметричном импульсном управлении содержит низкочастотную и высокочастотную составляющие, природа которых различна. Низкочастотные искажения, характерные для способов низкочастотного управления, обусловлены искажением синусоидальных кривых потребляемого тока из-за появления его низших гармоник при $T_p \gg T_c$. Уровень этих искажений может быть уменьшен в режиме групповой работы нескольких регуляторов, при котором субгармонические составляющие потребляемых токов различных регуляторов вычитаются. Высокочастотные искажения определяются искажением кривых потребляемого тока из-за появления его высших гармоник, причем уровень этих искажений уменьшается при увеличении участка проводимости в периоде регулирования каждой фазы регулятора.

Так, в соответствии с уравнениями (2.16) — (2.19), (2.21) — (2.27) коэффициент мощности регулятора с симметричным широтно-импульсным управлением на низкой частоте

$$k_m = \frac{P_n}{\sqrt{P_n^2 + P_p^2 + P_{ис}^2}} = \frac{P_n}{\sqrt{P_n^2 + P_p^2}} \frac{\sqrt{P_n^2 + P_p^2}}{\sqrt{P_n^2 + P_p^2 + P_{ис}^2}}. \quad (2.28)$$

При использовании ЭР с импульсным управлением для регулирования электрической мощности электротермических установок с омическим нагревом и при отсутствии реактивных элементов в цепях регулятора протекаемые на участках проводимости токи нагрузки синусоидальны, а реактивная мощность отсутствует или пренебрежимо мала. В таком случае из соотношения (2.22) следует, что $\varphi_{l1} = 0$ и $k_c = 1$, поэтому выражения (2.27) и (2.28) преобразуются к виду

$$S = \sqrt{P_n^2 + P_{ис}^2}; \quad k_m = k_{ис}. \quad (2.29)$$

Следовательно, при импульсном управлении и симметричной нагрузке фаз сети коэффициент мощности регулятора определяется только искажениями сетевого напряжения, зависящими от управляющего сигнала (глубины регулирования $\gamma = X_y/X_{y\max}$).

При несимметричной активной нагрузке фаз, имеющей место в случае использования способов ЧСИУ — НЧ и ЧИУ — НЧ или комбинированных, в выражения для полной мощности и коэффициента мощности войдут составляющая мощности несимметрии и коэффициент несим-

метрии

$$S = \sqrt{P_n^2 + P_{ис}^2 + P_{нес}^2}; \quad k_m = k_{ис}k_{нес}. \quad (2.30)$$

Релейное и релейно-импульсное регулирование переменного напряжения существенно повышают энергетические показатели регуляторов. При допущении идеальности трансформаторов, применяемых в релейных ИО (пренебрежении током намагничивания и потерями), можно достаточно просто выразить коэффициент мощности в общем виде.

Пусть квантование коэффициента передачи релейного ИО осуществляется между двумя уровнями K_n и K_{n+1} . Соответственно напряжение нагрузки может изменяться в пределах

$$U_c K_{n+1} \geq U_n \geq U_c K_n.$$

При активной нагрузке и определенном значении коэффициента передачи по мгновенным значениям напряжения тока сети и нагрузки описываются выражениями

$$i_n = K_n \frac{U_c}{R_n}; \quad i_c = K_n i_n = K_n^2 \frac{U_c}{R_n}.$$

При релейно-импульсном регулировании эти токи представляются в виде непрерывных $i_{с.неп}$, $i_{н.неп}$ и импульсных $i_{с.имп}$, $i_{н.имп}$ составляющих:

$$i_{с.неп} = \frac{U_c K_n^2}{R_n}; \quad i_{с.имп} = i_c - i_{с.неп};$$

$$i_{н.неп} = \frac{U_c K_n}{R_n}; \quad i_{н.имп} = i_n - i_{н.неп}.$$

Разложение тока на непрерывную и импульсную составляющие позволяет заменить реальный потребитель электроэнергии двумя эквивалентными, параллельно работающими потребителями, токи которых равны этим составляющим. Потребитель непрерывной составляющей работает с коэффициентом мощности $k_m = 1$, а импульсной — с $k_m \leq 1$.

Коэффициент мощности релейно-импульсного регулятора в этом случае равен [3]

$$k_m = \frac{(U_n^* K_{ном})^2}{\sqrt{(U_n^* K_{ном})^2 (K_{n+1}^2 + K_n^2) - K_{n+1}^2 K_n^2}},$$

где U_n^* — относительная величина напряжения на нагрузке; $K_{ном}$ — номинальный коэффициент передачи регулятора. Графики изменения k_m для релейно-импульсного управления при равномерном и пропорциональном законах распределения уровней квантования показаны на рис. 2.9.

Минимальное значение коэффициента мощности при изменении напряжения нагрузки между уровнями n и $n + 1$

$$k_{m \min} = \frac{2K_n K_{n+1}}{K_{n+1}^2 + K_n^2}.$$

Импульсное регулирование является частным случаем релейно-импульсного регулирования при $K_n = 0$ и $K_{n+1} = k_m$.

Сделанные выводы справедливы для любых способов управления переменным напряжением. Различия способов управления проявляются в гармоническом спектре тока, потребляемого из сети регуляторами и соответственно в соотношении составляющих коэффициента мощности. При чисто активной нагрузке и идеальном управляющем ключе, например, при использовании в качестве управляющего параметра угла включения α для фазового регулирования на основной частоте можно записать [3]:

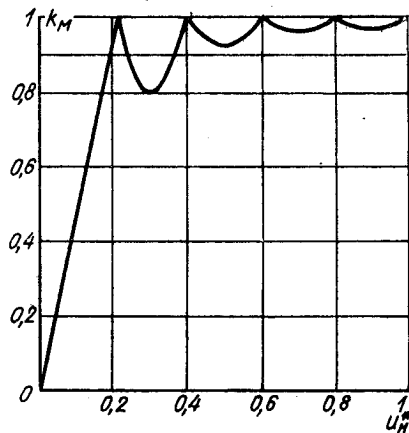


Рис. 2.9

$$I_c^* = \sqrt{(\pi - \alpha)/\pi + (\sin 2\alpha)/2\pi}; \quad (2.31)$$

$$I_a^* = (\pi - \alpha)/\pi + (\sin 2\alpha)/2\pi; \quad (2.32)$$

$$I_p^* = (\sin^2 \alpha)/\pi; \quad (2.33)$$

$$I_n^* = \frac{2\sqrt{(n \sin \alpha - \sin n\alpha)^2 + (\cos \alpha - \cos n\alpha)^2}}{n\pi} \approx \frac{2 \sin \alpha}{n\pi}; \quad (2.34)$$

$$I_{cp}^* = \sqrt{2}(1 + \cos \alpha)/\pi, \quad (2.35)$$

где I_c^* , I_a^* , I_p^* — относительные значения сетевого активного и реактивного токов; I_n^* — относительная величина действующего значения n -й гармоники тока; I_{cp}^* — относительная величина среднего значения тока.

Исходя из этого для коэффициента мощности и его составляющих можно записать:

$$k_m = \sqrt{(\pi - \alpha)/\pi + (\sin 2\alpha)/2\pi}; \quad (2.36)$$

$$k_c = \frac{\pi - \alpha + 0,5 \sin 2\alpha}{\sqrt{(\pi - \alpha)^2 + (\pi - \alpha) \sin 2\alpha + \sin^2 \alpha}}; \quad (2.37)$$

$$k_{ис} = \sqrt{\frac{(\pi - \alpha)^2 + (\pi - \alpha) \sin 2\alpha + \sin^2 \alpha}{\pi(\pi - \alpha + 0,5 \sin 2\alpha)}}. \quad (2.38)$$

Формулы (2.31) — (2.38) остаются справедливыми и при фазовом регулировании с опережающим коэффициентом сдвига. При этом вместо угла включения α в формулы подставляется угол включения β , а уравнение (2.33) берется со знаком минус.

При широтно-импульсном управлении на низкой частоте с минимальной длительностью импульса $t_n = T_c$:

$$I_a^* = I_c^* = I_{cp}^* = \gamma = U_{cp}^{*2};$$

$$I_n^* = \frac{2}{\pi N} \left| \frac{\sin(\gamma \pi n_*)}{n_*^2 - 1} \right|, \quad (2.39)$$

где γ — глубина регулирования; n_* — относительный номер гармоники, $n_* = n/N$; N — число импульсов T_c в периоде регулирования T_p .
Коэффициент мощности и его составляющие

$$k_c = 1; \quad (2.40)$$

$$k_m = k_{nc} = \sqrt{\gamma} = U_n^*. \quad (2.41)$$

Кроме приведенных выше коэффициентов напряжение на нагрузке характеризуется коэффициентом формы, отражающим изменение действующего значения напряжения при поддержании его среднего значения, $k_\phi = U_n/U_{cp}$.

Для широтно-импульсного управления на основной частоте (фазового управления)

$$k_\phi = \frac{\pi}{1 + \cos \alpha} \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{2\pi} - \frac{\sin 2\alpha}{4\pi}}.$$

Для широтно-импульсного управления на низкой частоте

$$k_\phi = \frac{1}{k_m} = \frac{1}{\gamma}.$$

Формулой (2.39) при подстановке соответствующих значений γ и N можно пользоваться при построении спектра гармоник для ЧСИУ и ЧИУ — НЧ, а формулы (2.40) и (2.41) остаются справедливыми и при ШИУ — ВЧ, если синусоида квантуется во времени равномерно и с достаточно высокой частотой.

2.5. Качественные характеристики ЭР

Качественные характеристики ЭР служат для оценки отклонения параметров выходной величины регулятора от заданных (эталонных) значений. Возможные способы оценки отклонений рассмотрим на основе структурной схемы контура управления, содержащего объект управления ОУ, регулятор ЭР, модель эталонного параметра МЭП и формирователь критерия качества ФКК (рис. 2.10).

Пусть в интервале $0 \leq t \leq T_p$ (в течение которого сигнал управления X_γ постоянен) известна эталонная функция изменения во времени выходного параметра регулятора $v_0(t)$, обеспечивающая в этом интервале заданные значения выходного параметра объекта регулирования $\eta(t)$. Функция $v_0(t)$ формируется с учетом сигналов обратной связи $X_1(t)$ и $X_2(t)$ на основе аналитических, экспериментальных или иных способов описания ОУ. На основании истинного $v(t)$ и эталонного $v_0(t)$ значений выходного параметра регулятора узел ФКК генерирует требуемый критерий качества $\xi(t)$, который может воздействовать на регулятор с целью приближения $v(t)$ к эталонному виду.

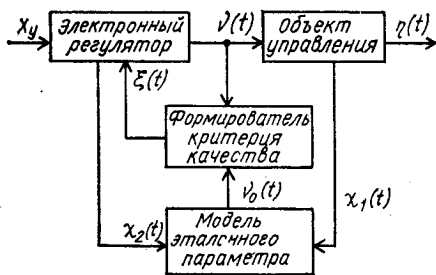


Рис. 2.10

Для многих объектов управления (электротермических, осветительных установок, мощных электродвигателей, гальванических ванн) наилучшей формой эталонной функции $v_0(t)$ является горизонтальная или наклонная прямая линия, характеризующая отсутствие пульсаций энергии, подводимой к ОУ. В первом случае выходным параметром $v(t)$ является мгновенная

мощность $p(t)$, подключаемая к нагрузке, во втором — мгновенная энергия $W(t)$, причем для них должны выполняться следующие соотношения:

$$v_0(t) = p(t) = \sum_{j=1}^m p_j(t) = P_{\text{эт}} = \text{const}; \quad (2.42)$$

$$v_0(t) = W(t) = \sum_{j=1}^m \int_0^t p_j(t) dt = P_{\text{эт}} t, \quad (2.43)$$

где m — число фаз нагрузки; $P_{\text{эт}}$ — постоянное (эталонное) значение мощности в нагрузке в любой момент времени.

Соотношения (2.42), (2.43) выполняются в том случае, если регулятор является источником многофазного симметричного переменного (например, синусоидального) или постоянного напряжения (тока), подводимого к нагрузке (или ее частям), т. е. сумма мгновенных значений мощности для всех фаз (частей нагрузки) постоянна в любой момент времени в пределах $0 \leq t \leq T_p$.

Полностью условия (2.42) и (2.43) реализуются только при непрерывном (амплитудном) управлении посредством плавного изменения амплитуды напряжений или токов в нагрузке без изменения их формы (например, с помощью регулируемого автотрансформатора). При таком управлении энергия равномерно поступает к нагрузке, причем ее приращение за интервал регулирования равно

$$\Delta W_p = \sum_{j=1}^m \int_0^{T_p} p_j(t) dt = P_{\text{эт}} T_p, \quad (2.44)$$

а скорость поступления определяется значением эталонного уровня мощности $P_{\text{эт}}$, зависящего в соответствии с уравнениями (2.42) и (2.43) от амплитуды мгновенных значений токов и напряжений.

Так, для электротермического оборудования, служащего нагрузкой ЭР, значение $P_{\text{эт}}$ характеризует уровень электрической энергии, превращаемой в тепловую за единицу времени.

Поскольку при амплитудном управлении $v(t) = v_0(t)$, то критерий $\xi(t)$ равен нулю в любой момент времени в интервале $0 \leq t \leq T_p$. Однако реализация такого управления в ЭР, в особенности при способах

низкочастотного импульсного управления, невозможна вследствие ключевой характеристики регулирующих элементов (тиристоров). Так как при ИУ — НЧ с условиями $\alpha = 0$ и $\beta = 0$ нагрузку многократно подключают к сети с длительностью каждого подключения, кратной $T_c/2$, то энергия подается к нагрузке также импульсами — квантами W_0 , равными для синусоидального напряжения сети и активной многофазной нагрузки

$$W_{0j} = \int_0^{T_{kj}} u_{nj}(t) i_{nj}(t) dt = \frac{U_{nj}^2 T_{kj}}{2R_{nj}}, \quad (2.45)$$

где $T_{kj} = lT_c/2$ — длительность подключения j -й фазы нагрузки R_{nj} к сети напряжения с амплитудой $U_{n \max j}$, причем $l = 1, 2, 3, \dots, n$.

Мощность в нагрузке при этом определяется на основании соотношения $P_n(X_y) = W_0 N / T_p$, где W_0 — энергия одного кванта с учетом m -фаз питающей сети и нагрузки. Поскольку суммарное приращение энергии в нагрузке за время T_p выражается формулой (2.44), то с учетом выражения (2.45) получим следующую формулу для определения приращения энергии:

$$\Delta W_p = \sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^{X_{yi}} W_{0jt} = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^{X_{yi}} \frac{U_{n \max}^2}{R_{nj}} T_{kij}, \quad (2.46)$$

где X_{yi} — число квантов энергии j -й фазы за время T_p ; i — номер кванта.

Из формулы (2.46) следует уравнение для эталонной мощности:

$$P_{\text{эт}} = \frac{\Delta W_p}{T_p} = \frac{1}{2T_p} \sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^{X_{yi}} \frac{U_{n \max}^2}{R_{nj}} T_{kij}. \quad (2.47)$$

Для наиболее широко используемого симметричного управления регуляторами параметры фаз одинаковы, и при $m = 3$ уравнение (2.47) преобразуется к виду

$$P_{\text{эт}} = \frac{\Delta W_p}{T_p} = \frac{3X_y l T_c U_{n \max}^2}{4R_n T_p}. \quad (2.48)$$

При помощи этого уравнения можно определить эталонный уровень мощности, необходимый для аналитического определения критериев качества функционирования регулятора.

Существующие при импульсных способах управления (особенно при импульсных низкочастотных способах) отклонения текущего значения $W_n(t)$ от эталонного, определяемого по формулам (2.43) и (2.48), иллюстрируются графиками на рис. 2.11, где изображены зависимости $W_n(t)$ для способов импульсного низкочастотного управления (ломаные линии 2, 3, 4) и амплитудного управления (прямая 1). Для упрощения принята однофазная сеть и не учитываются дополнительные отклонения формы $W_n(t)$ от прямолинейной в интервалах времени $0 \leq t \leq lT_c/2$. Эти отклонения вызваны синусоидальной формой протекающих по нагрузке токов, для которых изменение во времени

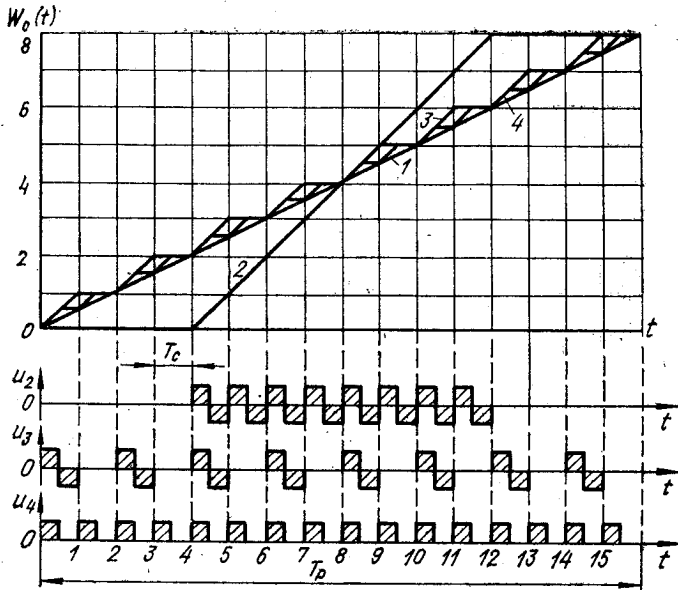


Рис. 2.11

энергии на активной нагрузке одной фазы описывается уравнениями:

$$W_H(t) = W_H(t_0); \quad (2.49)$$

$$W_H(t) = W_H(t_0) + \frac{U_{H \max}^2}{2R_H} \left[t - t_0 - \frac{1}{2\omega_c} \sin 2\omega_c(t - t_0) \right]; \quad (2.50)$$

$$W_H(t) = W_H(t_0) + \frac{U_{H \max}^2}{2R_H} \left[T_k - t_0 - \frac{1}{2\omega_c} \sin 2\omega_c(T_k - t_0) \right], \quad (2.51)$$

где первое уравнение справедливо для паузы между квантами энергии, предшествующей импульсу, второе — для участка $t_0 \leq t \leq T_k$, т. е. во время действия кванта, а третье — для паузы после окончания действия кванта.

Эти уравнения отличаются от уравнения эталонной функции (2.43) наличием слагаемых с гармонической составляющей. Графики на рис. 2.11 построены для прямоугольной формы квантов, имеющих амплитуду $U_{\text{эKB}}$ и обеспечивающих значение энергии

$$W_0 = \int_0^{T_k} \frac{U_{\text{эKB}}^2}{R_H} \sin \omega_c t dt = \frac{U_{\text{эKB}}^2 T_c}{2R_H}. \quad (2.52)$$

Поскольку значение W_0 должно быть одинаковым для любой формы импульсов, то, подставив $T_{kj} = lT_c/2$ в уравнение (2.45) и приравняв полученное значение энергии кванта к вычисленному по условию (2.52), получим выражение для амплитуды напряжения

$$U_{\text{эKB}} = U_{H \max} / \sqrt{2}. \quad (2.53)$$

Из графиков на рис. 2.11 видно, что отклонение истинного параметра $v(t)$ от $v_0(t)$ зависит от распределения моментов включения тиристоров по интервалу T_p и определяется как соотношением длительностей импульсов и пауз между ними, так и значением сигнала управления X_y и схемой ИО. Уменьшение длительности кванта энергии снижает отклонение $v(t)$ от $v_0(t)$, что иллюстрируется ломаными линиями 2 и 3 (длительность кванта равна T_c и длительность кванта равна $T_c/2$ соответственно). Все графики на рис. 2.11 построены для одинаковых значений X_y , обеспечивающих среднее значение мощности в нагрузке за время T_p , равное P_0 , и одинаковое приращение энергии $\Delta W_p = X_y P_0$.

Упрощенно оценить отклонение параметра $W_n(t)$ от $W_0(t)$ можно линейным критерием $\xi_1(t)$, определенным как отношение разности истинного и эталонного значений энергии на выходе регулятора в моменты начала и окончания кванта энергии к значению кванта энергии W_0 :

$$\xi_1(t) = \frac{W_n(t) - W_0(t)}{W_0} \quad (2.54)$$

Определяя требуемые параметры из уравнения (2.43), (2.49) — (2.52) и учитывая, что $t = T_k, 2T_k, \dots, NT_k$, получаем уравнение для линейного критерия

$$\xi_1(t) = a - \frac{X_y b}{N} = \frac{NaW_0 - X_y b W_0}{NW_0} \quad (2.55)$$

где a — число квантов энергии, поданных в нагрузку к моменту окончания данного кванта; b — максимальное возможное число квантов, поданных в нагрузку к рассматриваемому моменту времени; N — наибольшее значение b за время T_p . Первое слагаемое в (2.55) является относительной истинной энергией, поступающей в нагрузку на каждом такте с коммутацией мощности в течение интервала T_p . Это слагаемое в импульсных низкочастотных регуляторах всегда выражается целым числом в отличие от второго слагаемого (относительной эталонной энергии), которое может быть дробным числом с дискретностью изменения $1/N$.

Второе слагаемое не зависит от способа управления и равномерно увеличивается на X_y/N в моменты $t = T_k, 2T_k, \dots, NT_k$, что согласуется с физической сущностью поступления эталонной энергии. Изменение первого слагаемого (увеличение a на 1) определяется способом ИУ — НЧ, что оказывает влияние на значения критерия $\xi_1(t)$ и позволяет использовать его для оценки разновидностей импульсного управления регулятором. Так, например, для $N = 8$, $T_k = T_c$ и 5-го такта коммутации от начала T_p при ШИУ — НЧ имеем $\xi_1(5) = -1,5$ (рис. 2.11, линия 2), а для ЧСИУ — НЧ имеем $\xi_1(5) = 0,5$ (линия 3). Построив график изменения энергии для любого способа ИУ — НЧ, аналогичным образом можем определить диапазон изменения значений $\xi_1(t)$ и оценить способ управления. Критерий $\xi_1(t)$ может иметь различные знаки, характеризуя избыток (при $\xi_1(t) > 0$) или недостаток (при $\xi_1(t) < 0$) выходной энергии относительно эталонной для определенного сигнала управления в дискретные моменты времени $T_k, 2T_k, 3T_k, \dots, NT_k$.

Следует отметить, что описанный способ оценки, как и любые другие, может быть применен и для ШИУ — ОЧ и ШИУ — ВЧ. При этом $T_p = T_c/2$, а при равномерной дискретизации во времени нарастание энергии будет нелинейным из-за разного веса квантов энергии в различные моменты времени в интервале $T_c/2$. Если же выбрать дискретизацию неравномерной с учетом огибающей синусоиды, то можно добиться соответственно достаточно точного приближения к критерию (2.55).

В некоторых случаях рационально оценивать отклонение энергии площадью модуля разностной функции в соответствии с интегральным критерием

$$\xi_2(t) = \frac{1}{P_n T_p} \int_0^{T_p} |W_n(t) - W_0| dt, \quad (2.56)$$

который является средней по отрезку времени T_p мерой отклонения потребляемой энергии от эталонной.

Значение $\xi_2(t)$ всегда положительно и в неявном виде зависит от сигнала управления X_y . Можно также использовать критерий вида

$$\xi_3(t) = \frac{1}{\Delta X_y} \sum_{X_{y1}}^{X_{y2}} \xi_2(t), \quad (2.57)$$

где $\Delta X_y = X_{y2} - X_{y1}$ — диапазон изменения сигнала управления.

Этот критерий оценивает отклонение энергии в нагрузке от эталонного усредненно как по времени T_p , так и по множеству значений X_y в диапазоне регулирования. При выборе способов управления следует отдавать предпочтение тем способам, которые обеспечивают минимальные значения $\xi_1(t)$, $\xi_2(t)$, $\xi_3(t)$.

Поскольку как качественные, так и энергетические характеристики импульсных способов управления основаны на анализе процессов передачи энергии электрической сети в нагрузку регулятора, между ними существует тесная взаимосвязь. Так, коэффициент искажения $k_{ис}$, определяемый соотношением (2.19), минимален при отсутствии искажений формы токов и напряжений сети, т. е. при отсутствии гармонических составляющих выходного параметра ЭР с частотами, отличными от частоты сети. Однако это же условие обеспечивает и минимум критериев $\xi_2(t)$ и $\xi_3(t)$, достигаемый при амплитудном управлении с единственной гармонической составляющей выходного параметра, частота которого равна частоте сети.

Аналогичным образом связаны, например, коэффициент несимметрии и критерии $\xi_2(t)$ и $\xi_3(t)$. При полностью симметричном управлении, согласно условиям (2.13) и (2.20), $k_{нес} = 1$, однако при этом одновременно выполняются условия постоянства суммы мгновенных значений мощности всех фаз, обеспечивающие, как было рассмотрено выше, эталонный вид функции $W_n = 1$ в соответствии с равенством (2.43), т. е. минимальные значения интегральных критериев качества.

2.6. Динамические характеристики ЭР

Динамические характеристики ЭР определяются совместным сочетанием характеристик исполнительного органа и схемы управления им. Анализ физических процессов, происходящих в тиристорном регуляторе, позволяет сделать вывод о том, что последний обладает рядом существенных нелинейностей, определяемых особенностями работы ИО, которые не дают возможности применять при анализе методы линейной теории автоматического управления или методы расчета дискретных систем, основанные на дискретном преобразовании Лапласа. К основным из этих нелинейностей относятся: 1) нелинейная зависимость выходного параметра от сигнала управления (эта нелинейность имеет место в ИО с ШИУ — ОЧ и вызвана сочетанием амплитудно-импульсной и времяимпульсной модуляцией выходного импульса); 2) переменная дискретность управления, связанная с принципом управления и особенностями работы тиристорных ИО.

Динамические характеристики СУ в основном определяются их структурой и законом функционирования. На рис. 2.12 представлены структурные схемы СУ, реализующие регулирование по возмущению (рис. 2.12, а), отклонению (рис. 2.12, б) и сравнению (релейное регулирование) (рис. 2.12, в).

Каждая из этих схем состоит из типовых узлов формирования сигнала управления исполнительным органом ФСУ, измерительного преобразователя регулируемого параметра (напряжения, мощности) ИПМ, корректирующего (регулирующего, решающего) узла КУ, формирующего по задающему сигналу и сигналам обратной связи и возмущения соответствующее регулирующее воздействие, и сумматора.

Формирователь сигнала управления осуществляет преобразование сигнала X_y , заданного в аналоговом виде или в виде цифрового кода, в импульсную временную функцию: ширину (фазу) импульса при широтно-импульсном управлении, частоту импульсов при частотно-импульсном управлении, амплитуду при релейном управлении или последовательность импульсов при число-импульсном управлении.

При фазовом управлении (ШИУ — ОЧ) преобразование задающего сигнала в фазу импульса осуществляется времяимпульсным модулятором первого рода путем сравнения двух сигналов, один из которых является функцией времени, другой — сигналом сравнения. Со структурной точки зрения один из таких сигналов характеризует управляющее воздействие на входе модулятора, другой является опорным. Характерной особенностью модулятора при фазовом управлении является необходимость синхронизации его частотой питающего напряжения.

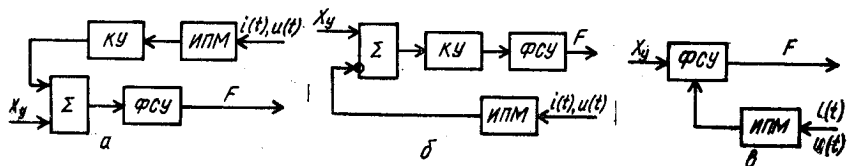


Рис. 2.12

В зависимости от полной или неполной управляемости ИО, т. е. способности включаться и выключаться в требуемые моменты времени, модулироваться может передний или задний фронты импульса мощности.

При низкочастотных способах управления преобразователь ФСУ реализуется на основе времяимпульсного модулятора второго рода, отличающегося от модулятора первого рода тем, что развертывающий сигнал формируется из задающего сигнала X_y , а сигнал сравнения является постоянным.

Анализ принципов работы ФСУ показывает, что они практически не оказывают влияния на динамические свойства ЭР. Однако точность сравнения сигналов и вид опорного сигнала влияют на статические характеристики ЭР. Если вид опорного сигнала полностью соответствует характеру статической регулировочной характеристики способа управления, то характеристика совокупности ИО и СУ будет линейной. Это свойство широко используется для линеаризации характеристики ЭР.

Измерительный преобразователь регулируемого параметра служит основным информационным элементом СУ, и его статические и динамические характеристики во многом определяют характеристики ЭР.

Так, температуру объекта характеризует среднее значение мощности. При этом токи и напряжения в нагрузке являются несинусоидальными, поэтому в основу работы ИПМ должно быть положено общее выражение

$$P_{\text{ср}} = \frac{1}{T_{\text{ср}}} \int_0^{T_{\text{ср}}} u_{\text{н}}(t) i_{\text{н}}(t) dt, \quad (2.58)$$

где $i_{\text{н}}(t)$ и $u_{\text{н}}(t)$ — мгновенные значения тока и напряжения в нагрузке; $T_{\text{ср}}$ — период усреднения.

Величину произведения $u_{\text{н}}(t) i_{\text{н}}(t)$, характеризующую мгновенную мощность, можно получить линейным преобразованием входных сигналов токов и напряжения, функциональным преобразованием входных сигналов или модуляцией этих сигналов, а среднее значение мощности определяется интегрированием или усреднением по заданному интервалу времени. Интервал усреднения представляет собой время задержки информации, поэтому должен выбираться минимальным. Формально минимум длительности $T_{\text{ср}}$ может быть равным периоду регулирования $T_{\text{р}}$. Однако в некоторых случаях информация о средней величине мощности может быть получена и до окончания интервала усреднения. Это возможно, если времена усреднения и управления равны, а выходной сигнал ИПМ в каждый момент времени соответствует текущему значению средней мощности за интервал усреднения. В этом случае задержка информации о средней величине мощности отсутствует и такой ИПМ можно рассматривать как безынерционный. Аналогичные выводы можно сделать и при регулировании напряжения.

Информация о среднем значении регулируемого параметра, полученная в результате усреднения, нуждается в запоминании, а это сказывается на сложности технической реализации ИПМ и возможностях

его использования. Поэтому на практике среднее значение регулируемой величины можно получить заменой операции интегрирования более простой — усреднением с помощью инерционного фильтра за n периодов управления. При этом для обеспечения требуемой точности постоянная времени фильтра должна быть во много раз больше длительности периода управления.

Несмотря на значительную инерционность такого ИПМ его применение оправдано тем, что усредняющие фильтры легко реализуются простыми средствами и при необходимости позволяют просто согласовать динамические характеристики ЭР и объекта. Кроме того, некоторые типы ИПМ обеспечивают внутреннее усреднение мощности благодаря физическим явлениям, лежащим в основе их работы (например, теплоэлектрические ИПМ).

Статическая точность ИПМ определяется точностью информации о мгновенных значениях тока и напряжения, точностью выполнения операций перемножения, интегрирования и усреднения. И если точность первых трех операций зависит только от технических возможностей применяемых элементов, то точность усреднения зависит также от постоянства $T_{\text{ср}}$. Поэтому в ИПМ, период которых синхронизируется питающей сетью, необходима коррекция выходного сигнала по изменению частоты питающей сети.

Таким образом, ИПМ по отношению к периоду повторения и в зависимости от длительности периода усреднения и принципа работы может быть представлен безынерционным элементом, элементом с чистым запаздыванием (экстраполятором) или инерционным элементом.

Корректирующий узел, его структура и место включения в СУ определяются принципом регулирования, положенным в основу работы СУ. В СУ с регулированием по возмущению КУ может воздействовать на задающий или на опорный развертывающий сигнал ФСУ, изменяя его в соответствии с изменением параметров питающей сети и нагрузки.

В устройствах с регулированием по отклонению КУ формирует регулирующее воздействие непосредственно по величине сигнала рассогласования или комбинированным путем — по задающему сигналу и сигналу рассогласования в соответствии с пропорциональным, интегральным и пропорционально-интегральным законами регулирования.

В СУ с регулированием по принципу сравнения КУ формирует по знаку рассогласования логическую функцию управления. Если в такой СУ использовать безынерционный ИПМ, выходной сигнал которого может служить опорным развертывающим сигналом модулятора ФСУ, то сумматор и КУ не нужны.

Анализ основных принципов построения СУ, составляющих их элементы и устройств позволяет классифицировать основные разновидности ЭР. На рис. 2.13 представлена классификационная структура регуляторов мощности (переменного напряжения), обеспечивающих высокую статическую точность управления выходным параметром в условиях изменения параметров питающей сети, нагрузки и нелинейности регулировочной характеристики исполнительного органа.

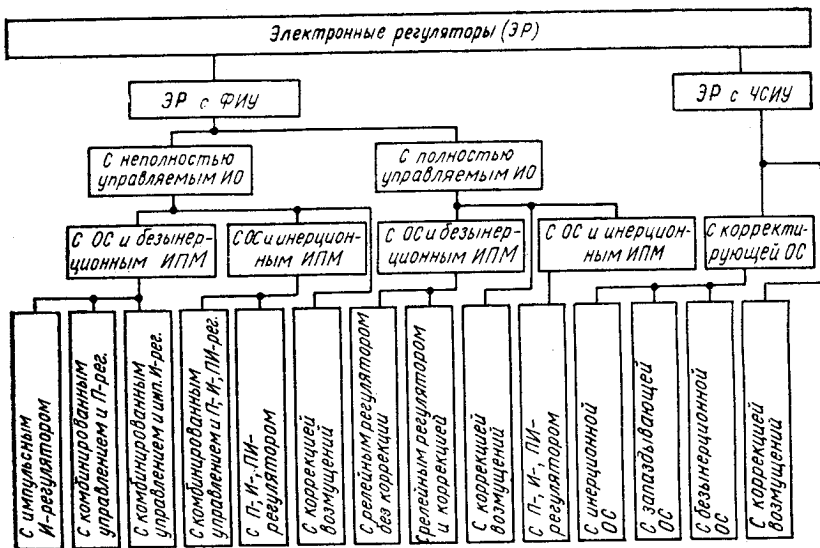


Рис. 2.13

В соответствии с этой классификацией ЭР разделяются на две группы, реализующие соответствующие способы управления выходным параметром: ЭР с управлением на основной и повышенной частоте и ЭР с управлением на низкой частоте. В первой группе, в зависимости от вида ИО, выделяются ЭР с неполностью управляемым ИО и ЭР с полностью управляемым ИО.

В зависимости от принципа построения СУ ЭР делятся на регуляторы с обратной связью по регулируемому параметру и регуляторы с коррекцией возмущений.

ЭР с обратной связью (ОС), в свою очередь, разделяются на регуляторы с формированием ОС в течение интервала регулирования (ЭР с безынерционными ИПМ), ЭР с формированием сигнала ОС за интервал регулирования (ЭР с ИПМ и задержкой информации в течение интервала регулирования) и ЭР с формированием сигнала ОС в течение n периодов регулирования (ЭР с инерционным ИПМ), а в зависимости от принципов функционирования КУ — на ЭР с непосредственным и ЭР с комбинированным формированием регулирующего воздействия в сочетании с П-, И- и ПИ-законами и ЭР с релейным управлением и коррекцией возмущений.

2.7. Динамические характеристики ИО

Исполнительный орган тиристорного регулятора можно представить в виде τ -звена с передаточной функцией

$$W(s) = \frac{1}{\tau s} (1 - e^{-\tau s}), \quad (2.59)$$

где $\tau = \frac{1}{\omega_c} (X_{y2} - X_{y1})$ — линейная функция управляющего сигнала, изменяющаяся от нуля до определенной максимальной величины.

Переменность параметра τ делает звено существенно нелинейным, причем к нему неприменим принцип суперпозиции и, следовательно, неприменимо преобразование Фурье, что нарушает в существующих линейных системах и в некоторых классах нелинейных систем формальное соотношение между временными и частотными характеристиками.

Рассмотрим реакцию звена на линейно изменяющееся и синусоидальное напряжения. Если скорость изменения входного сигнала больше ω_c , т. е. $\frac{dX_y}{dt} > \omega_c$, то изменение выходного сигнала происходит по закону $u = \omega_c t$ независимо от скорости изменения входного сигнала.

Таким образом, реакция τ -звена на линейно изменяющийся сигнал при скорости его изменения $dX_y/dt > \omega_c$ аналогична реакции на скачок управляющего напряжения.

При скорости изменения входного сигнала, меньшей ω_c , выходной сигнал повторяет входной, т. е. для этого случая τ -звено совершенно безынерционно.

Эти свойства τ -звена позволяют сделать следующие выводы.

1. При последовательном соединении любого количества симметричных τ -звеньев результирующая переходная характеристика определяется звеном с наименьшим параметром ω_c и не зависит от параметров других звеньев. В самом деле, в случае изменения входного сигнала медленнее, чем со скоростью ω_c , все звенья можно считать безынерционными. В случае более быстрого изменения входного сигнала выходное напряжение будет определяться звеном, имеющим наименьший параметр ω_c .

2. При включении последовательно с τ -звеном звена с насыщением на уровне ± 1 и апериодического звена с постоянной времени $T_c \geq \frac{2}{\omega_c}$ параметры τ -звена не влияют на суммарную характеристику системы управления, определяющуюся лишь апериодическим звеном, а при больших сигналах — и звеном насыщения. Это свойство вытекает из того, что на выходе звена с насыщением и апериодического звена скорость изменения выходного сигнала не может быть больше ω_c .

При анализе прохождения синусоидального сигнала через звено τ -типа определяют его частотные характеристики, понимая под ними отношения амплитуды первой гармоники выходного сигнала к амплитуде входного сигнала, и фазовый сдвиг первой гармоники выходного сигнала относительно входного.

При напряжении на входе звена

$$X_y = a \sin \Omega t,$$

где $a \leq 1$, скорость его изменения

$$\frac{dX_y}{dt} = a\Omega \cos \Omega t.$$

Очевидно, что при $a\Omega \leq \omega_c$ синусоидальный сигнал проходит без искажений. При этом выражение для граничной угловой частоты входного сигнала записывается в виде

$$\Omega_{гр} = \frac{\omega_c}{a}. \quad (2.60)$$

Из (2.60) видно, что граничная частота, т. е. частота входного синусоидального сигнала, при которой последний проходит без искажений оставаясь неизменным по амплитуде и по фазе, определяется при заданной частоте сети амплитудой входного сигнала и может быть при малой амплитуде этого сигнала достаточно велика.

Если $a\Omega > \omega_c$, наблюдаются искажения входного сигнала как по амплитуде, так и по фазе, причем тем сильнее, чем больше неравенство.

Приведенные рассуждения позволяют сделать два важных вывода.

1. Предельная частота, пропускаемая тиристорным регулятором, определяемая характеристиками ИО, в полном соответствии с теоремой Котельникова равна

$$f_{\text{пр}} = \frac{fm}{2}, \quad (2.61)$$

где m — число фаз питающей сети.

2. В области частот, меньших предельной, и при выполнении условия (2.60), ограничивающего амплитуду входного сигнала, ИО регулятора не вносит фазового сдвига.

Следует отметить, что эти выводы имеют общий характер и сделаны для многофазных ИО, работающих с фазовыми методами управления на основной частоте. Это один из наиболее сложных для анализа случаев. При использовании других способов управления и однофазной сети анализ динамических характеристик ИО существенно упрощается, хотя и имеет свои особенности.

Так, при использовании способов ШИУ — ВЧ в качестве параметра f в уравнение (2.61) следует подставлять частоту коммутаций тиристора в ИО, при низкочастотных способах управления — $f = \frac{1}{T_p}$, при релейных способах управления — $f = f_c$.

Из выполненного анализа можно сделать следующее заключение. Если частота изменения управляющего сигнала меньше $f_{\text{пр}}$ и постоянная времени T_o объекта или звена, включенного на выходе ИО, связана с частотой напряжения питающей сети условием $T_o \gg \frac{2\pi}{\omega_c}$, то, согласно теореме Котельникова, в этом случае выполняются условия эквивалентности нелинейной системы с АИМ и ВИМ импульсной системе с АИМ. Для анализа такой системы применимы классические методы исследования импульсных систем (для большинства промышленных объектов и решаемых задач эти условия выполнимы). В этом случае в структуре ЭР выделяются идеальный импульсный элемент и формирующее звено, которое в общем случае является звеном формирования среднего или действующего напряжения мощности за период управления. Реальные параметры импульса напряжения, его форму, ширину, амплитуду и длительность паузы между импульсами можно не учитывать. Поэтому импульс регулируемого параметра удобно представить как некоторый абстрактный импульс, длительность которого равна интервалу регулирования, а амплитуда — среднему значению регулируемого параметра. Функциональную зависимость этого среднего

значения регулируемого параметра от управляющего сигнала описывает формирующее звено, которое в зависимости от способа управления, может быть линейным или нелинейным. При нелинейном формирующем звене для полного представления о характере изменения параметров переходных и передаточных функций исследование ЭР необходимо проводить для всего диапазона изменения входного управляющего сигнала.

Таким образом, ЭР можно рассматривать как импульсные устройства, в которых имеет место амплитудно-импульсная модуляция с линейным и нелинейным формирующими звеньями.

ЭЛЕКТРОННЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ С ИМПУЛЬСНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ НА ОСНОВНОЙ И ПОВЫШЕННОЙ ЧАСТОТАХ

3.1. Общие сведения

Электронные регуляторы переменного напряжения с импульсным управлением на основной и повышенной частотах позволяют управлять действующим значением переменного напряжения на нагрузке, средним значением выделяемой в нагрузке мощности и действующим значением протекающего в ней тока. Источником энергии в ЭР этого типа является однофазная или трехфазная сеть переменного напряжения. В качестве исполнительных органов используются силовые ключи переменного тока, электрические схемы и основные параметры которых приведены в табл. 2.1.

Перечисленные в п. 2.1 способы управления ИО на основной и повышенной частотах позволяют решить все основные задачи управления и регулирования. Выбор же конкретного способа управления ИО зависит в основном от дополнительных требований: минимальной сложности ИО; требуемой статической и динамической точности; заданных энергетических характеристик; состава гармоник в выходном напряжении и других.

В настоящее время наиболее широкое применение нашли ЭР, реализующие способ с управлением углом включения ИО и естественным выключением силовых тиристоров, так как ИО в этом случае имеет наиболее простую схему (см. табл. 2.1). Для реализации других способов ключи в ИО должны быть полностью управляемыми, т. е. обладать возможностями включаться и выключаться по командам СУ независимо от величины напряжения сети и момента подачи управляющих сигналов. Для этого силовые ключи ИО выполняются на транзисторах, полностью управляемых тиристорах или содержат дополнительные узлы искусственного выключения обычных тиристоров и симисторов.

Функциональные возможности ИО, т. е. их полная или частичная управляемость, в свою очередь, определяют структуру СУ ЭР, его статические и динамические характеристики.

Регулировочные характеристики и возможности ЭР определяются также характером нагрузки (нагрузка может быть активной, реактивной и активно-емкостной) и ее электрическими параметрами (параметры нагрузки и возможности ИО и питающей сети требуют согласования посредством силового трансформатора).

3.2. Однофазные электронные регуляторы с естественным выключением тиристорov ИО

В электронных регуляторах этого типа ИО подключает нагрузку Z_H к питающей сети внутри каждого полупериода с задержкой на угол α относительно начала полупериода. После включения и до конца полупериода сетевого напряжения ИО пропускает ток в нагрузку, а при уменьшении тока до нуля ИО отключается.

Среднее $U_{cp}(\alpha)$ и действующее $U_d(\alpha)$ значения напряжения на нагрузке, мощность $P_{cp}(\alpha)$, выделяемая в нагрузке, связаны с углом включения ИО зависимостями:

$$U_{cp}(\alpha) = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_m \sin(\omega t) d(\omega t); \quad (3.1)$$

$$U_d(\alpha) = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} [U_m \sin(\omega t)]^2 d(\omega t)}; \quad (3.2)$$

$$P_{cp}(\alpha) = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \frac{[U_m \sin(\omega t)]^2}{Z_H} d(\omega t). \quad (3.3)$$

При активной нагрузке эти напряжения и мощность соответствуют следующим значениям:

$$U_{cp}(\alpha) = \frac{U_m}{\pi} (1 + \cos \alpha); \quad (3.4)$$

$$U_d(\alpha) = \frac{U_m}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}; \quad (3.5)$$

$$P_{cp}(\alpha) = \frac{U_m^2}{2R_H} \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right). \quad (3.6)$$

На рис. 3.1, а показаны зависимости выходных напряжения и мощности от угла включения тиристорov. Наибольшее значение они имеют при $\alpha = 0$.

Максимальное значение тока ИО $I_m = \frac{U_m}{Z_H}$, а его среднее значение

$$I_{cp}(\alpha) = \frac{I_m}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{I_m}{\sqrt{2}\pi} (1 + \cos \alpha).$$

Разложение кривой потребляемого из сети тока $i_H(\omega t)$ в ряд Фурье имеет вид

$$i_H(\omega t) = \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos k(\omega t) + \sum_{k=1}^{\infty} B_k \sin k(\omega t). \quad (3.7)$$

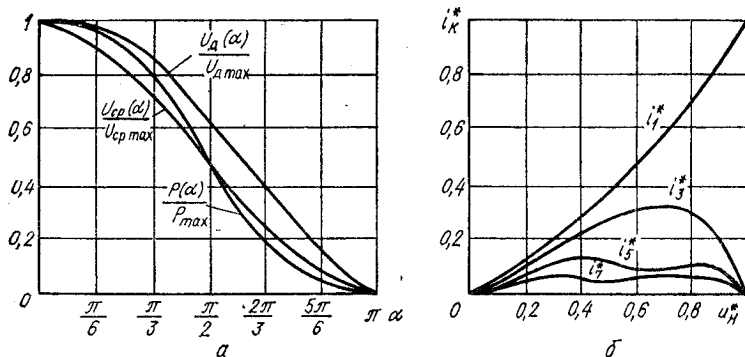


Рис. 3.1

Коэффициенты A_1 и B_1 для первой гармоники тока при активной нагрузке:

$$A_1 = \frac{2I_m}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sin(\omega t) \cos k(\omega t) d(\omega t) = -\frac{I_m}{\pi} \sin^2 \alpha; \quad (3.8)$$

$$B_1 = \frac{2I_m}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sin(\omega t) \sin k(\omega t) d(\omega t) = \frac{I_m}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right). \quad (3.9)$$

Коэффициент сдвига первой гармоники этого тока относительно питающего напряжения

$$\cos \varphi = \frac{B_1}{\sqrt{A_1^2 + B_1^2}} = \frac{\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha}{\sqrt{\sin^4 \alpha + \left(\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right)^2}}.$$

Действующее значение тока $I_d(\alpha)$, потребляемого из сети, и его первая гармоника $I_{d1}(\alpha)$ соответственно равны:

$$I_d(\alpha) = \frac{I_m}{\sqrt{2\pi}} \sqrt{\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha};$$

$$I_{d1}(\alpha) = \frac{I_m}{\sqrt{2\pi}} \sqrt{\sin^4 \alpha + \left(\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right)^2}.$$

Тогда коэффициент искажения тока

$$k_{ис} = \frac{I_{d1}(\alpha)}{I_d(\alpha)} = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{\sin^4 \alpha + \left(\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right)^2}{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}},$$

а коэффициент мощности

$$k_M = k_{ис} \cos \varphi = \frac{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha}{\sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha}}.$$

Реактивная мощность, потребляемая из сети и определяемая сдвигом фазы первой гармоники тока относительно напряжения питающей сети,

$$P_{\text{ср.р}}(\alpha) = P_m \frac{\sin^2 \alpha}{\pi},$$

а мощность искажения, обусловленная протеканием в сети тока высших гармоник,

$$P_{\text{ис}}(\alpha) = \frac{P_m}{\sqrt{\pi}} \sqrt{\left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2}\right) - \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}\right)^2 - \frac{\sin^4 \alpha}{\pi}}.$$

При фазовом регулировании ток нагрузки — периодическая функция с периодом 2π , симметричная относительно оси абсцисс. Спектр ее содержит только нечетные гармоники

$$i_n(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_{mk} \sin(k\omega t + \varphi),$$

где $k = 2n - 1$, а $n = 1, 2, 3, \dots$

Коэффициенты ряда Фурье могут быть определены из (3.8), (3.9); а амплитуды гармоник — по формуле

$$I_{mk} = \sqrt{A_k^2 + B_k^2}.$$

Амплитуда первой гармоники

$$I_{m1} = \frac{I_m}{\pi} \sqrt{(\pi - \alpha)^2 + (\pi - \alpha) \sin 2\alpha + \sin^2 \alpha},$$

а k -й гармоники

$$I_{mk} = \frac{2I_m}{\pi} \frac{\sqrt{(k \sin \alpha - \sin k\alpha)^2 + \cos \alpha - \cos k\alpha}^2}{k^2 - 1}.$$

На рис. 3.1, б представлены графики зависимостей амплитуд первых гармоник в относительных единицах $i_k^* = I_{mk}/I_{m1}$ от относительной величины напряжения на нагрузке U_n^* . На практике необходимо учитывать и более высокие гармоники, так как они несут значительный уровень энергии. Например, амплитуда 3001-й гармоники составляет около 0,03 % амплитуды первой гармоники, а 101-й — около 1 % [8].

Если нагрузка ЭР носит активно-индуктивный характер, то форма тока в цепи не повторяет форму напряжения, так как из-за наличия индуктивности в цепи возникает э. д. с. самоиндукции, препятствующая нарастанию и спаданию тока. В свою очередь, это препятствует процессам переключения тиристорov ИО.

За время проводящего состояния одного из тиристорov ИО (рис. 3.2, а) индуктивность L_n запасает энергию, и в момент перехода напряжения питающей сети через нуль эта энергия поддерживает ток в цепи и не дает возможности выключиться тиристору. Выключается тиристор лишь тогда, когда ток уменьшится до нуля, а это происходит уже в следующем полупериоде при фазовом угле α_3 .

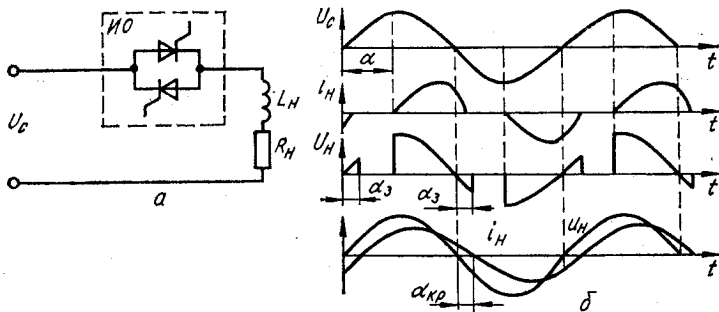


Рис. 3.2

Увеличение длительности включенного состояния тиристоров ($\alpha \rightarrow 0$) приводит к увеличению угла α_3 , следовательно, при некотором значении угла $\alpha = \alpha_3 = \alpha_{кр}$ момент запираания включенного тиристора в предыдущем полупериоде будет совпадать с отпиранием второго тиристора. При этом ток в цепи нагрузки становится синусоидальным, а его амплитуда и фазовый сдвиг будут зависеть только от приложенного напряжения и параметров нагрузки. Дальнейшее уменьшение угла включения тиристоров α не оказывает влияния на прохождение тока в цепи. Объясняется это тем, что при встречно-параллельном соединении тиристоров падение напряжения на одном из них запирает другой, и, пока не уменьшится ток до нуля в открытом тиристоре, другой не сможет включиться. Это предъявляет особые требования к схеме запуска тиристоров. Если длительность импульсов запуска меньше разницы ($\alpha_{кр} - \alpha$), то один из тиристоров открываться не будет и через нагрузку Z_H будет прикладываться только одна полуволна напряжения. При этом в нагрузке будет протекать пульсирующий ток, что может вызвать насыщение индуктивности L_H (например, дросселя) и аварийную ситуацию в работе ЭР. Для устранения подобного режима работы ЭР очередной тиристор необходимо включать либо после запираания, либо в момент запираания открытого тиристора. Это можно осуществить путем подачи запускающих импульсов длительностью, большей ($\alpha_{кр} - \alpha$), или же серией (пачкой) коротких запускающих импульсов с общей длительностью, превышающей ($\alpha_{кр} - \alpha$), при этом тиристоры будут включаться при $\alpha = \alpha_{кр}$.

Из сказанного следует, что область управляемости ЭР при активно-индуктивной нагрузке определяется границами $\alpha_{кр} < \alpha < \pi$. Критический угол $\alpha_{кр} = \varphi = \arctg(\omega L_H / R_H)$, где R_H — активная составляющая нагрузки $Z_H = \sqrt{R_H^2 + (\omega L_H)^2}$, φ — угол сдвига фаз между током и напряжением сети при максимальном диапазоне проводимости ИО.

Закон изменения тока тиристоров можно найти из уравнения равновесия цепи, справедливого для тока в интервале углов $\alpha \leq \omega t \leq \alpha + \lambda$ (λ — угол проводимости тиристора при угле α), вне которого ток не существует,

$$U_m \sin(\omega t) = i_H(\omega t) R_H + \omega L_H \frac{di_H(\omega t)}{d(\omega t)}.$$

Решение этого уравнения, являющегося суммой вынужденного $i_B(\omega t)$ и свободного тока $i_{св}(\omega t)$, имеет вид

$$i_H(\omega t) = i_B(\omega t) + i_{св}(\omega t) = \frac{U_m}{Z_H} \sin(\omega t - \varphi) + A e^{-\frac{\omega t - \alpha}{\text{tg } \varphi}},$$

где A — постоянная интегрирования, для определения которой необходимо учесть, что при $\omega t = \alpha$ $i_H(\alpha) = 0$. В итоге ток нагрузки

$$i_H(\alpha) = \frac{U_m}{Z_H} [\sin(\omega t - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{\omega t - \alpha}{\text{tg } \varphi}}]. \quad (3.10)$$

Из (3.10) следует, что при $\alpha = \alpha_{кр} = \varphi$ свободная составляющая тока не возникает и ток определяется только вынужденной составляющей.

Угол проводимости тиристоров λ , в течение которой по нагрузке протекает ток, можно определить из уравнения

$$\sin(\alpha + \lambda - \varphi) = \sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{\lambda}{\text{tg } \varphi}},$$

которое получается из (3.10) при условии $i_H(\omega t) = 0$ при $\omega t = \alpha + \lambda$. Уравнение трансцендентно и разрешимо либо численными, либо графическими методами. Результаты решения этого уравнения для некоторых значений углов φ приведены на рис. 3.3, а.

Действующие значения напряжения на нагрузке

$$\begin{aligned} U_d(\alpha) &= \\ &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi + \alpha_3} U_m^2 \sin^2(\omega t) d(\omega t)} = \\ &= \frac{U_m}{\sqrt{2\pi}} \sqrt{\cos(\alpha + \alpha_3) \sin(\alpha - \\ &\quad - \alpha_3) + (\pi - \alpha + \alpha_3)}, \end{aligned}$$

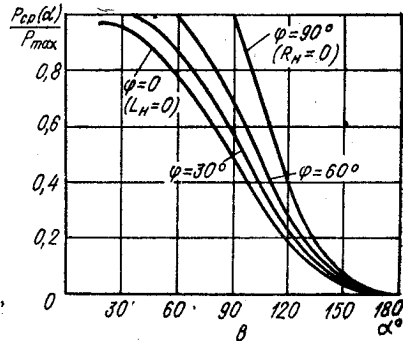
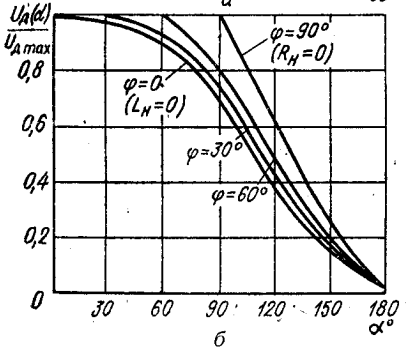
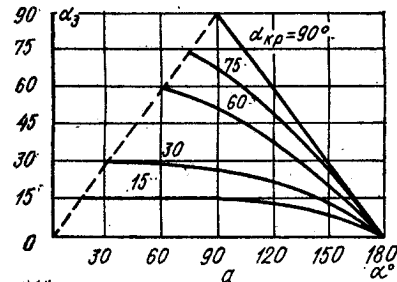


Рис. 3.3

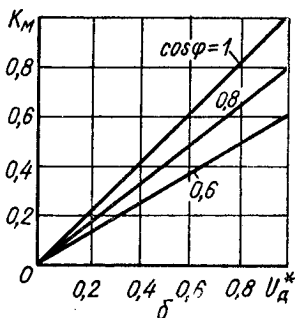
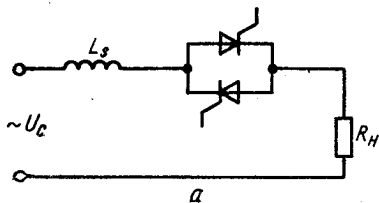


Рис. 3.4

среднее значение мощности, выделяемой в нагрузке,

$$P_{\text{ср}}(\alpha) = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha_3} \frac{U_m^2 \sin^2(\omega t) d(\omega t)}{Z_H} = \frac{U_m^2}{2Z_H} \cos(\alpha + \alpha_3) \sin(\alpha - \alpha_3) + (\pi + \alpha_3 - \alpha).$$

Эти величины имеют максимальное значение при $\alpha = \alpha_3 = \alpha_{\text{кр}}$. На рис. 3.3, б, в приведены графики зависимостей действующего напряжения и мощности в нагрузке для некоторых значений угла φ . Гармонический состав тока при активно-индуктивной нагрузке включает в себя четные и нечетные гармоники.

Режим работы ЭР, характерный для активно-индуктивной нагрузки, возможен и при работе ЭР на чисто активную нагрузку. Такая ситуация возникает при необходимости учета индуктивности L_s рассеивания силового трансформатора и подводящих проводников, учета дополнительной индуктивности, включенной для ограничения токов короткого замыкания и крутизны нарастания тока тиристоры. Схема силовой части ЭР для такого случая показана на рис. 3.4, а.

В этой схеме действующее значение потребляемого нагрузкой тока равно

$$I_d(\alpha) = \frac{U_m}{\sqrt{\pi Z_H}} \sqrt{\int_{\alpha}^{\pi+\alpha_3} |\sin(\omega t + \alpha - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{-(\omega t) \operatorname{ctg} \varphi}|^2 \times d(\omega t)}$$

$$\times d(\omega t) = \frac{U_m}{\sqrt{2\pi Z_H}} \sqrt{\pi + \alpha_3 - 2\varphi - \alpha + \cos(3\alpha - 2\varphi + \pi + \alpha_3) \times \sin(\alpha - \pi - \alpha_3) + 8 \sin(\alpha - \varphi) \sin \frac{1}{2}(3\alpha - 2\varphi + \pi + \alpha_3) \sin \frac{1}{2}(\alpha - \pi - \alpha_3) + 2 \sin^2(\alpha - \varphi) [e^{-2(\pi+\alpha_3) \operatorname{ctg} \varphi} - e^{-2\alpha \operatorname{ctg} \varphi}]}$$

Действующее значение напряжения на нагрузке

$$U_d(\alpha) = I_d(\alpha) R_H,$$

а среднее значение активной мощности, выделяемой в нагрузке,

$$P_{\text{ср}}(\alpha) = I_d^2(\alpha) R_H.$$

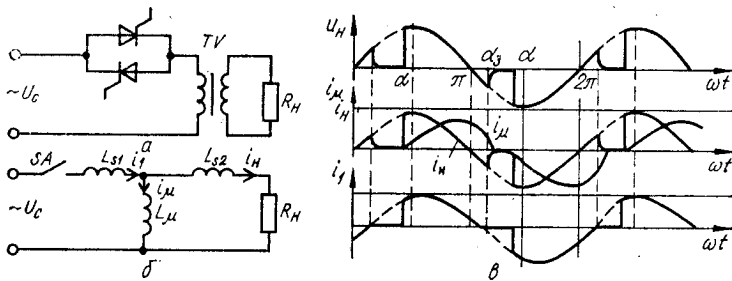


Рис. 3.5

Максимальное действующее напряжение на нагрузке при $\alpha = \alpha_3$:

$$U_{\text{дmax}} = \frac{U_m R_H}{\sqrt{2} Z_H} = \frac{U_m}{\sqrt{2}} \cos \varphi.$$

Учитывая, что относительная величина действующего напряжения на нагрузке $U_d^*(\alpha) = U_d(\alpha)/U_{\text{дmax}}$, коэффициент мощности

$$k_M = \frac{P_{\text{ср}}(\alpha)}{P_{\text{ср.р}}(\alpha)} = U_d^*(\alpha) \cos \varphi.$$

График зависимости $k_M = f[U_d^*(\alpha)]$ при различных значениях $\cos \varphi$ представлен на рис. 3.4, б. Состав гармоник тока такой же, как и при активно-индуктивной нагрузке.

При работе ЭР на включенную во вторичной стороне трансформатора активную нагрузку (рис. 3.5, а) — случай, когда необходимо согласование тока нагрузки с допустимыми параметрами ИО и питающей сети, — следует учитывать особенности работы трансформатора. Схема замещения трансформатора с ИО представлена на рис. 3.5, б, а временные диаграммы ее работы — на рис. 3.5, в.

В момент α , когда включается один из тиристоров, трансформатор с нагрузкой подключается к сети, при этом ток, протекающий через открытый тиристор, равен алгебраической сумме тока намагничивания $i_\mu(\omega t)$ и приведенного к первичной обмотке тока нагрузки $i_H(\omega t)$:

$$i_1(\omega t) = i_\mu(\omega t) + i_H(\omega t).$$

Если учесть, что реактивные сопротивления, связанные с индуктивностями рассеивания L_{s1} и L_{s2} , пренебрежимо малы по сравнению с активным сопротивлением нагрузки, то ток $i_H(\omega t)$ совпадает по фазе с напряжением сети U_C . Ток намагничивания $i_\mu(\omega t)$ полностью определяется величиной индуктивности намагничивания L_μ и поэтому отстает от напряжения сети на 90° . А так как в момент перехода напряжения сети через нуль индукция и, следовательно, ток намагничивания $i_\mu(\omega t)$ достигают максимума, то выключения тиристора в момент $\omega t = \pi$ не происходит. Тиристор выключается в момент α_3 , когда токи $i_\mu(\omega t)$ и $i_H(\omega t)$ станут равными по амплитуде и противоположными по знаку, т. е. выполнится условие $i_\mu(\omega t) + i_H(\omega t) = 0$. После запирания тиристора в момент α_3 э. д. с. самоиндукции замыкается на приведенное сопротивление нагрузки, при этом ток намагничивания и

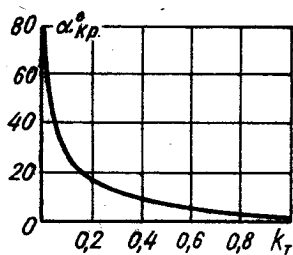


Рис. 3.6

ток нагрузки совпадают. Скорость изменения тока на этом интервале зависит от сопротивления нагрузки и к моменту включения следующего тиристора должна снизиться до нуля.

Ток намагничивания и ток нагрузки имеют синусоидальную форму, если моменты включения и выключения тиристорov совпадают, и по аналогии с работой ИО на активно-индуктивную нагрузку угол, при котором происходит это, называют критическим углом $\alpha_{кр}$. Зависимость последнего от степени загрузки трансформатора k_t приведена на

рис. 3.6. Из этого графика следует, что критический угол при изменении величины загрузки трансформатора изменяется и возрастает от 5° при номинальной нагрузке до 80° при холостом ходе трансформатора. Поскольку в процессе работы коэффициент нагрузки может изменяться от 1 до 0, то соответствующее изменение угла запирания должно учитываться при разработке СУ. В противном случае в силовой части ЭР может возникнуть однополупериодный режим работы, характеризующийся резким (6...10-кратным) увеличением тока первичной обмотки трансформатора, вследствие насыщения его под действием постоянной составляющей намагничивающего тока.

В отличие от работы ЭР на постоянную активно-индуктивную нагрузку, где значение угла $\alpha_{кр}$ является постоянным и определяется только фазовым углом нагрузки φ , трансформатор с активной нагрузкой во вторичной цепи следует рассматривать как нагрузку с переменным фазовым углом φ , причем значение этого угла не может быть определено заранее, так как зависит от величины активной нагрузки R_H и момента подключения трансформатора к сети исполнительным органом.

При расчете энергетических характеристик и гармонических составляющих тока в ЭР с трансформаторной нагрузкой можно пользоваться соотношениями, выведенными для активно-индуктивной нагрузки, но с учетом функциональной зависимости $\alpha_3 = f(\varphi)$ при переменном значении φ .

3.3. Трехфазные электронные регуляторы с естественным выключением тиристорov ИО

Для управления асинхронными двигателями, нагревательными установками весьма широкое применение находят трехфазные ЭР. При фазоимпульсном управлении трехфазными ИО форма напряжения и тока нагрузки зависит и от величины угла регулирования α , и от схемы соединения ИО.

Простейший трехфазный ЭР можно получить, если в каждую фазу питающей сети включить однофазные ИО с нагрузкой, объединенные по трехфазной схеме с общим нулевым приводом. При этом ток, протекающий в каждой фазе, не зависит от тока других фаз и характери-

зуется теми же соотношениями между углами α , λ и φ , что и в однофазных ЭР.

При отсутствии нулевого провода процессы в силовой части значительно отличаются от процессов в ЭР с нулевым проводом, так как работа всех фаз взаимосвязана и для протекания тока нагрузки необходимо одновременное отпирание тиристоров ИО в двух или трех фазах. В свою очередь, отпирание или запираание ИО в какой-либо фазе изменяет ток в двух других фазах.

Схема ИО без нулевого провода и временные диаграммы работы трехфазного ЭР на ее основе для активной нагрузки в зависимости от угла регулирования α показаны на рис. 3.7 (напряжение на нагрузке фазы А).

Рассмотрим порядок работы ЭР при углах отпирания α , лежащих в пределах $30^\circ < \alpha < 60^\circ$. Тиристор VS1 включается при угле α_1 (рис. 3.7, б). Одновременно с ним должны быть открыты тиристор VS4 фазы В и тиристор VS5 фазы С.

В связи с этим по нагрузке — R_A фазы А протекает ток от всех фаз и напряжение на ней будет равно фазному напряжению U_A . Такое состояние ИО будет на интервале $\alpha_1 — \alpha_2$. В момент α_2 тиристор VS5 запирается, так как напряжение фазы С становится равным нулю. В этом случае по нагрузке R_A и R_B протекает ток, определяемый линейным напряжением U_{AB} , поэтому напряжение на нагрузке R_A фазы А будет равно половине напряжения U_{AB} . В таком состоянии ИО будет находиться до момента α_3 . В момент α_3 включается тиристор фазы С, в результате напряжение на R_A вновь будет определяться током от напряжения всех трех фаз, т. е. будет равным U_A . В момент α_4 происходит запираание тиристора VS4, ток в нагрузке R_A будет определяться линейным напряжением фаз А и С и последовательным соединением нагрузок R_A и R_C . Напряжения на нагрузке R_A будет равно половине линейного напряжения U_{AC} .

В момент α_5 включается тиристор VS3 фазы В, нагрузка R_A вновь оказывается под напряжением всех трех фаз, напряжение на ней вновь равно фазному U_A до момента α_6 , когда тиристор VS1 запирается. На интервале $\alpha_6 — \alpha_7$ тиристор VS1 заперт, по нагрузке R_A ток не протекает. Во втором полупериоде на интервале $\alpha_7 — \alpha_8$ открыты тиристоры VS2, VS3, VS6, на интервале $\alpha_8 — \alpha_9$ — тиристоры VS2, VS3,

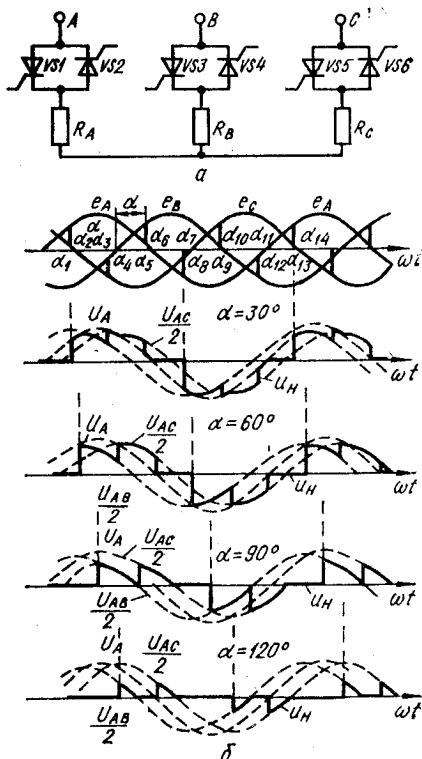


Рис. 3.7

на интервале $\alpha_9 - \alpha_{10} - VS2, VS3, VS5$, на интервале $\alpha_{10} - \alpha_{11} - VS2, VS5$, на интервале $\alpha_{11} - \alpha_{12} - VS2, VS4, VS5$ и т. д.

При угле отпирания $\alpha = 60^\circ$ напряжение на нагрузке R_A имеет другую форму, так как в этом случае совпадают моменты включения тиристоров и моменты перехода напряжения двух других фаз через нуль. В момент $\omega t = \alpha_2$ включены тиристоры $VS1$ и $VS4$, напряжение на нагрузке R_A будет равно половине линейного напряжения U_{AB} . В таком положении схема будет находиться до момента $\omega t = \alpha_4$. В этот момент отпирается тиристор $VS6$ и одновременно с этим возникают условия для отключения тиристора $VS4$, который выключается. Напряжение на нагрузке R_A будет равно половине линейного напряжения U_{AC} . В момент $\omega t = \alpha_6$ включается тиристор $VS3$, при этом выключается тиристор $VS1$ и ток в нагрузке R_A прекращается.

Во втором полупериоде тиристор $VS2$ включается в момент $\omega t = \alpha_8$. Напряжение на нагрузке равно $U_{AB}/2$. В момент $\omega t = \alpha_{10}$ включается тиристор $VS5$ фазы C и выключается тиристор $VS3$ фазы B , напряжение на нагрузке определяется линейным напряжением $U_{AC}/2$. В момент $\omega t = \alpha_{12}$ включается тиристор $VS4$ фазы B и отключается тиристор $VS2$. Ток через нагрузку R_A прекращается. В дальнейшем работа ЭР повторяется.

Если угол включения тиристоров α находится в пределах $60^\circ < \alpha \leq 90^\circ$, порядок включения и выключения тиристоров тот же, что и при $\alpha = 60^\circ$, но тиристоры выключаются не в момент перехода фазного напряжения через нуль, а в момент включения тиристора очередной фазы, т. е. в указанных пределах угла будут изменяться начало и конец импульсов.

При углах включения тиристоров $90^\circ < \alpha < 150^\circ$ напряжение на нагрузке R_A по-прежнему будет определяться только линейным напряжением $U_{AB}/2$ и $U_{AC}/2$. Момент окончания импульсов напряжения и тока на нагрузке фиксирован (тиристоры отключаются при равенстве фазных напряжений), а ширина импульсов изменяется за счет изменения переднего фронта импульсов.

Диапазон изменения угла включения трехфазного ЭР при активной нагрузке равен 150° . Среднее напряжение на нагрузке в ЭР без нулевого провода (для одной полуволны напряжения) определяется выражениями:

$$U_{cp}(\alpha) = \begin{cases} \frac{U_m}{\pi} (1 + \cos \alpha) & \text{при } 0^\circ < \alpha < 60^\circ; \\ \frac{\sqrt{3}U_m}{2\pi} (\sin \alpha + \sqrt{3} \cos \alpha) & \text{при } 60^\circ < \alpha < 90^\circ; \\ \frac{\sqrt{3}U_m}{\pi} \left(1 + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \alpha - \frac{1}{2} \sin \alpha \right) & \text{при } 90^\circ < \alpha < 150^\circ; \end{cases}$$

действующее напряжение на нагрузке:

$$U_d(\alpha) =$$

$$= \begin{cases} U_m \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\frac{\pi}{2} - \frac{3}{4} \left(\alpha - \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) \right]} & \text{при } 0^\circ < \alpha < 60^\circ; \\ U_m \sqrt{\frac{3}{4\pi} \left(\frac{\pi}{3} + \frac{3}{4} \sin 2\alpha + \frac{\sqrt{3}}{4} \cos 2\alpha \right)} & \text{при } 60^\circ < \alpha < 90^\circ; \\ \frac{U_m}{2} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\frac{5\pi}{2} - 3\alpha + \frac{3\sqrt{3}}{4} \cos 2\alpha + \frac{3 \sin 2\alpha}{4} \right)} & \text{при } 90^\circ < \alpha < 150^\circ. \end{cases}$$

Используя эти выражения, можно определить коэффициент формы k_Φ напряжения для всего интервала изменения угла α .

При активно-индуктивной нагрузке трехфазного ЭР без нулевого провода из-за наличия индуктивности нагрузки запирающие тиристоры ИО происходит с задержкой относительно перехода фазных напряжений через нуль. Так, запирающий тиристор $VS5$ фазы C происходит не в момент $\alpha_2 = \pi/3$, как при активной нагрузке (рис. 3.7, б), а в момент $\alpha_2 > \pi/3$ (рис. 3.8).

В зависимости от соотношения углов α и φ возможны три характерных режима работы, например фазы A (рис. 3.8).

1. Если $\alpha < \varphi$, то по нагрузке протекает непрерывный синусоидальный ток, так как при этом каждая пара тиристоров ($VS1 - VS6$) независимо коммутирует фазные напряжения. При этом $u_n(\omega t) = U_m \sin \omega t$, а ток через нагрузку $Z_A i_A(\omega t) = \frac{U_m}{Z_A} \sin(\omega t - \varphi)$.

2. Если $\alpha \leq \alpha_{rp}$, где α_{rp} — некоторый граничный угол отпирания тиристоров, разделяющий возможные режимы, то за полупериод в кривой напряжения нагрузки $u_n(\omega t)$ имеется шесть участков, при этом на трех участках открыты тиристоры всех трех фаз (напряжение на нагрузке равно фазному U_A), на двух открыты тиристоры двух фаз (напряжение на нагрузке равно $\frac{U_{AB}}{2}$ или $\frac{U_{AC}}{2}$) и на одном все тиристоры заперты ($u_n(\omega t) = 0$).

3. Если $\alpha \leq \alpha_{rp}$, то интервалов с одновременной работой тиристоров всех трех фаз нет. Имеется два участка, где открыты тиристоры двух фаз (напряжение на нагрузке равно $\frac{U_{AB}}{2}$ или $\frac{U_{AC}}{2}$), и два участка, где все тиристоры ИО заперты ($u_n(\omega t) = 0$).

Процесс регулирования напряжения от максимального значения до нуля для данной схемы при активно-индуктивной нагрузке проис-

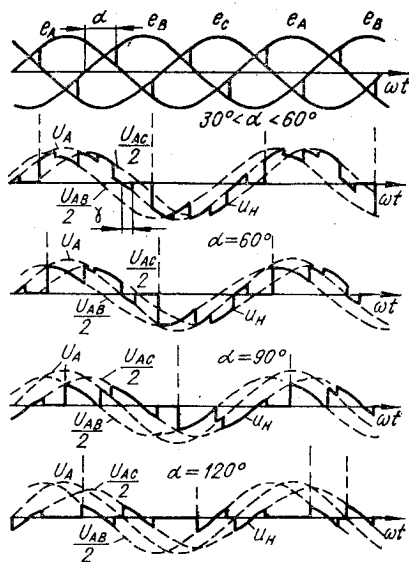


Рис. 3.8

ходит при изменении α в пределах $\varphi < \alpha < 150^\circ$. Отсюда режим 1 имеет место при $\alpha < \varphi$, режим 2 — при $\varphi < \alpha < \alpha_{гр}$ и режим 3 — при $\alpha_{гр} < \alpha < 150^\circ$. Граничный угол отпирания тириستоров

$$\alpha_{гр} = \text{arctg} \frac{2}{\sqrt{3}} \left(e^{-\frac{\pi}{3 \text{tg} \varphi}} - \frac{1}{2} \right) + \varphi.$$

Для определения закона изменения тока во втором режиме для всех участков необходимо решить следующие дифференциальные уравнения:

при открытых ключах ИО всех трех фаз

$$u_n(\omega t) = U_m \sin \omega t = \omega L_n \frac{di_n(\omega t)}{d(\omega t)} + i_n(\omega t) R_n;$$

при открытых ключах ИО в фазах *A* и *B*

$$u_n(\omega t) = \frac{U_{AB}}{2} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_m \sin(\omega t + 30^\circ) = \omega L_n \frac{di_n(\omega t)}{d(\omega t)} + i_n(\omega t) R_n;$$

при открытых ключах в фазах *A* и *C*

$$u_n(\omega t) = \frac{U_{AC}}{2} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_m \sin(\omega t - 30^\circ) = \omega L_n \frac{di_n(\omega t)}{d(\omega t)} + i_n(\omega t) R_n;$$

при закрытом ИО в фазе *A*

$$u_n(\omega t) = 0.$$

Решение приведенных уравнений для любого участка можно записать в общем виде

$$i_{нn}(\omega t) = \frac{KU_\Phi}{Z_n} \sin(\omega t - \varphi + \beta) + A e^{-\frac{\omega t - \alpha_n}{\text{tg} \varphi}}, \quad (3.11)$$

где n — номер участка; A — постоянная интегрирования; $K = \sqrt{\frac{3}{2}}$, или $K = \sqrt{2}$ при открытых ключах двух и трех фаз соответственно; β — угол, равный 0 , $+\frac{\pi}{6}$, $-\frac{\pi}{6}$; α_n — начальное значение ωt на n участке.

Постоянную интегрирования A можно определить из приведенного уравнения (3.11), учитывая, что начальное значение тока на n -м участке равно конечному значению тока на $(n-1)$ -м участке, т. е. $i_{нn}(\omega t_n) = i_{н(n-1)}(\omega t_n)$, при $t_n = t_n$

$$A = i_{н(n-1)}(\omega t_n) - \frac{KU_\Phi}{Z_n} \sin(\alpha_n - \varphi + \beta). \quad (3.12)$$

С учетом выражений (3.11) и (3.12) можно записать уравнения для каждого из участков:

для первого участка

$$i_{н1}(\omega t) = \frac{U_m}{Z_n} [\sin(\omega t - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi)] e^{-\frac{\omega t - \alpha}{\text{tg} \varphi}};$$

для второго участка $\left(\frac{\pi}{3} + \gamma \leq \omega t \leq \frac{\pi}{3} + \alpha\right)$

$$i_{н2}(\omega t) = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_{\Phi}}{Z_{н}} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6} - \varphi\right) - \left[\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_{\Phi}}{Z_{н}} \sin\left(\frac{\pi}{3} + \gamma - \varphi\right) - i_{н1} \right] e^{-\frac{\omega t - \frac{\pi}{3} - \gamma}{\operatorname{tg} \varphi}};$$

для третьего участка $\left(\frac{\pi}{3} + \alpha \leq \omega t \leq \frac{2\pi}{3} + \gamma\right)$

$$i_{н3}(\omega t) = \frac{U_m}{Z_{н}} \sin(\omega t - \varphi) - \left[\frac{U_m}{Z_{н}} \sin\left(\frac{\pi}{3} + \alpha - \varphi\right) - i_{н2} \right] e^{-\frac{\omega t - \frac{\pi}{3} - \gamma}{\operatorname{tg} \varphi}};$$

для четвертого участка $\left(\frac{2\pi}{3} + \gamma \leq \omega t \leq \frac{2\pi}{3} + \alpha\right)$

$$i_{н4}(\omega t) = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_{\Phi}}{Z_{н}} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6} - \varphi\right) - \left[\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_{\Phi}}{Z_{н}} \sin\left(\frac{2\pi}{3} + \gamma - \varphi\right) - i_{н3} \right] e^{-\frac{\omega t - \frac{2\pi}{3} - \gamma}{\operatorname{tg} \varphi}};$$

для пятого участка $\left(\frac{2\pi}{3} + \alpha \leq \omega t < \pi + \gamma\right)$

$$i_{н5}(\omega t) = \frac{U_m}{Z_{н}} \sin(\omega t - \varphi) - \left[\frac{U_m}{Z_{н}} \sin\left(\frac{2\pi}{3} + \alpha - \varphi\right) - i_{н4} \right] e^{-\frac{\omega t - \frac{2\pi}{3} - \alpha}{\operatorname{tg} \varphi}};$$

для шестого участка $\left(\pi + \gamma \leq \omega t \leq \pi + \alpha\right)$

$$i_{н6}(\omega t) = 0.$$

Учитывая, что в конце пятого участка ток равен нулю ($i_{н5} = 0$), и подставляя в выражения для токов конечные значения токов на предыдущих участках, из уравнения

$$B \sin(\alpha - \varphi) e^{\frac{\alpha - \varphi}{\operatorname{tg} \varphi}} = \sin(\gamma - \varphi)$$

можно определить угол γ , соответствующий углу α_3 в однофазном ЭР (угол задержки выключения ИО, связанный с индуктивностью нагрузки), где

$$B = \frac{\frac{1}{2} e^{-\frac{\pi}{3 \operatorname{tg} \varphi}} - \frac{1}{2} e^{-\frac{2\pi}{3 \operatorname{tg} \varphi}} - e^{-\frac{\pi}{\operatorname{tg} \varphi}}}{\frac{1}{2} e^{-\frac{\pi}{3 \operatorname{tg} \varphi}} - \frac{1}{2} e^{-\frac{2\pi}{3 \operatorname{tg} \varphi}} + 1}.$$

Аналогично определяются уравнения токов и для случая $\alpha_{гр} < \alpha < < 150^\circ$.

Трехфазные ЭР могут быть реализованы и с силовой частью, содержащей тиристоры и неуправляемые вентили (рис. 3.9, а). Изменение угла отпирания тиристоров одновременно вызывает изменение интервала проводимости диодов, что позволяет регулировать напряжение на нагрузке от нуля до напряжения сети.

Временные диаграммы работы силовой части такого ЭР показаны на рис. 3.9, б для нагрузки R_A фазы А. Рассмотрим случай, когда тиристоры открываются при угле $\alpha = 30^\circ$.

В интервале $0 \leq \omega t \leq \alpha$ тиристоры $VS1$, $VS2$ и диод $VD1$ заперты, остальные вентили открыты. Ток в нагрузке фазы А равен нулю. В момент $\omega t = 30^\circ$ включается тиристор $VS1$, в результате чего потенциал точек a , b и c становится равным потенциалу точки O и к нагрузке R_A прикладывается фазное напряжение U_A . В момент $\omega t = 60^\circ$ запирается тиристор $VS3$ фазы С, но включается диод $VD3$, в результате к нагрузке по-прежнему прикладывается фазное напряжение. В момент $\omega t = 120^\circ$ закрывается диод $VD2$ за счет изменения знака напряжения фазы В. Но так как тиристор $VS2$ остается закрытым, то ток в фазе В не протекает. Однако через нагрузку R_A течет ток, определяемый линейным напряжением U_{AC} и сопротивлениями нагрузки фаз А и С. При равенстве R_A и R_C к нагрузке фазы А прикладывается половина напряжения U_{AC} .

В момент $\omega t = \alpha_3$ включается тиристор $VS2$, что приводит к включению всех трех фаз (потенциалы точек a , b , c равны потенциалу точки O) и протеканию через нагрузку каждой из фаз тока, определяемого фазным напряжением. В момент изменения знака напряжения фазы А запирается тиристор $VS1$, но открывается диод $VD1$, в результате через нагрузку продолжает протекать ток, определяемый напряжением U_A . В момент $\omega t = \alpha_4$ выключается диод $VD3$ и ток в нагрузке R_A определяется линейным напряжением U_{AB} и последовательно соединенными нагрузками фаз А и В. В момент $\omega t = \alpha_5$ включается тиристор $VS3$ и снова к нагрузке прикладывается фазное напряжение. В момент выключения диода $VD1$ ток в нагрузке R_A прекращается.

Аналогично можно проследить работу схемы и при других углах управления (рис. 3.9, б).

Диапазон изменения угла управления для данной схемы равен 210° . Действующее значение напряжения на нагрузке описывается выражениями:

$$U_d(\alpha) = \begin{cases} U_m \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\pi - \frac{3}{4}\alpha + \frac{3}{8} \sin 2\alpha \right)} & \text{при } 0^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ; \\ U_m \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\frac{11}{8}\pi - \frac{3}{2}\alpha \right)} & \text{при } 90^\circ \leq \alpha \leq 120^\circ; \\ U_m \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\frac{7\pi}{8} - \frac{3\alpha}{4} + \frac{3 \sin 2\alpha}{16} - \frac{3\sqrt{3}}{16} \cos 2\alpha \right)} & \text{при } 120^\circ \leq \alpha \leq 210^\circ. \end{cases}$$

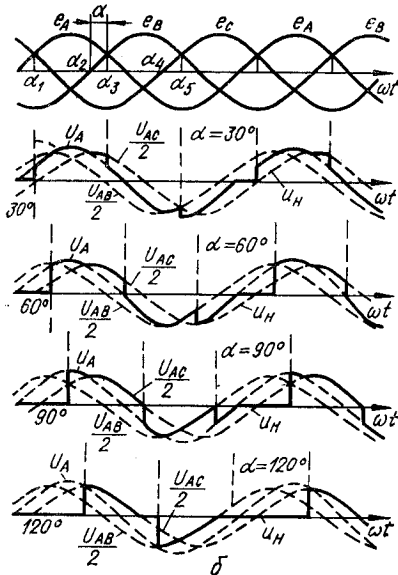
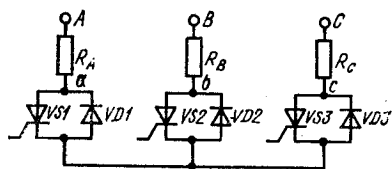


Рис. 3.9

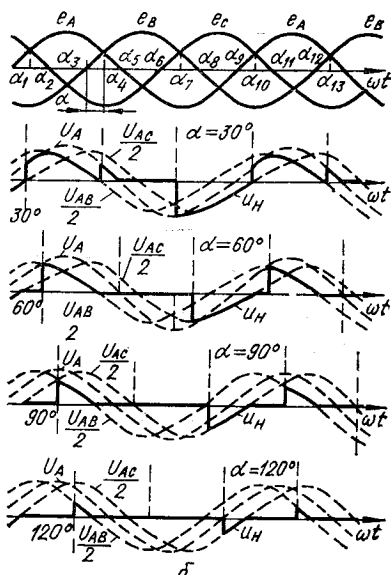
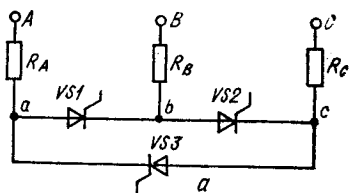


Рис. 3.10

Среднее значение анодного тока тиристора при $\alpha = 0$ $I_{a,cp} = 0,45 I_{n, max}$. Наибольшее значение прямого напряжения на запертом тиристоре и обратного на диоде равно амплитуде линейного напряжения сети. Достоинствами данной схемы ЭР являются отсутствие обратного напряжения на тиристорах, значительный запас использования тиристоров по току и возможность объединения катодов тиристоров, что упрощает построение узлов запуска тиристоров.

Силовая часть трехфазного ЭР может быть реализована и на основе трех тиристоров (рис. 3.10, а). Основное ее достоинство — минимальное число вентилях. В режиме холостого хода все три тиристора заперты и напряжение на нагрузке равно нулю. При включении всех трех тиристоров точки a, b, c становятся эквипотенциальными и напряжение на нагрузке практически равно фазному. При изменении угла включения тиристоров напряжение на нагрузке изменяется от нуля до некоторого максимального значения.

Рассмотрение временных диаграмм (рис. 3.10, б) начнем с момента $\omega t = \alpha$, соответствующего отпиранию тиристора $VS1$. Пусть угол отпирания тиристоров $\alpha = 30^\circ$. При $\alpha < 30^\circ$ открыт тиристор $VS3$, а в момент $\omega t = 30^\circ$ отпирается тиристор $VS1$. Начиная с момента вклю-

чения тиристора $VS1$ точки a , b и c приобретают равные потенциалы и к нагрузке каждой фазы прикладывается фазное напряжение (к нагрузке R_A — напряжение U_A). Такое состояние схемы будет продолжаться до угла $\omega t = 60^\circ$, в этот момент закрывается тиристор $VS3$ и остается включенным только тиристор $VS1$, при этом к последовательно соединенным нагрузкам R_A и R_B прикладывается линейное напряжение U_{AB} . Следовательно, к нагрузке R_A прикладывается напряжение $U_{AB}/2$. В момент $\omega t = \alpha_4$ отпирается тиристор $VS2$, точки a , b и c вновь становятся эквипотенциальными и к нагрузке R_A прикладывается фазное напряжение U_A . При $\omega t = \alpha_5$ тиристор $VS1$ запирается и в интервале $\alpha_5 - \alpha_7$ ток в нагрузке R_A не протекает. В момент α_7 открывается тиристор $VS3$, точки a , b и c становятся эквипотенциальными и к нагрузке R_A вновь прикладывается фазное напряжение U_A . В момент α_8 запирается тиристор $VS2$ и к нагрузке R_A прикладывается половина линейного напряжения U_{AC} . При $\omega t = \alpha_{10}$ снова отпирается тиристор $VS1$, и описанные процессы формирования тока в нагрузке повторяются.

Если угол отпирания тиристорov $\alpha > 30^\circ$, то форма напряжения на нагрузке будет другой. Ранее открытый тиристор $VS3$ в момент α_1 запирается, и на участке от α_1 и до момента отпирания тиристора $VS1$ ток в нагрузке R_A не протекает, так как все тиристоры находятся в закрытом состоянии. После отпирания тиристора $VS1$ к нагрузке R_A прикладывается половина линейного напряжения U_{AB} . Такое состояние схемы длится до момента $\omega t = \alpha_4$, где тиристор $VS1$ запирается. Начиная с момента α_4 снова все тиристоры заперты и в нагрузке ток не протекает. Далее открывается тиристор $VS2$, но так как заперт тиристор $VS3$, то в нагрузке R_A ток не протекает. В момент α_7 запирается тиристор $VS2$, и до момента отпирания тиристора $VS3$ снова все тиристоры заперты, а после отпирания тиристора $VS3$ к нагрузке R_A прикладывается половина линейного напряжения U_{AC} . Такой режим работы ЭР сохраняется до $\alpha = 150^\circ$, т. е. диапазон изменения угла отпирания тиристорov равен 150° при активной нагрузке и ($150^\circ - \varphi$) — при активно-индуктивной.

Действующее значение напряжения на активной нагрузке каждой фазы:

$$U_d(\alpha) = \begin{cases} \frac{U_m}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{11}{12} - \frac{\sqrt{3}}{4\pi} - \frac{5\alpha}{4\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} + \frac{\sin 2\left(\frac{3\pi}{2} + \alpha\right)}{2\pi}} - \\ - \frac{3}{8\pi} \sin 2\left(\frac{5\pi}{6} + \alpha\right) & \text{при } 0^\circ < \alpha \leq 30^\circ; \\ \frac{U_m}{2} \sqrt{\frac{3}{4} \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}\right)} & \text{при } 30^\circ \leq \alpha \leq 150^\circ. \end{cases}$$

Схема с включением тиристорov в треугольник аналогична рассмотренной, но имеет более сложный алгоритм работы. Схема с включением нагрузки треугольником применяется в тех случаях, когда максимальное напряжение на нагрузке должно быть равным линейному.

Сравнивая гармонический состав тока нагрузки в рассмотренных силовых частях ЭР, следует отметить, что во всех схемах, за исключением схемы на рис. 3.9, *a*, ток содержит только нечетные гармоники, причем гармоники тока, кратные трем, отсутствуют, поскольку в этих схемах должно выполняться условие $i_n(\omega t)_A + i_n(\omega t)_B + i_n(\omega t)_C = 0$, и при симметричной нагрузке эти токи сдвинуты по фазе друг относительно друга на угол 120° .

3.4. Схемы управления электронных регуляторов с естественным выключением тиристоров ИО

В ЭР переменного напряжения с естественным выключением тиристоров ИО в основном используется два метода формирования управляющих сигналов для включения ИО: горизонтальный и вертикальный.

При горизонтальном методе моменты появления запускающих импульсов определяются фазовым углом сдвига переменного напряжения, полученного из напряжения питающей сети, относительно напряжения этой сети. На рис. 3.11 приведены структурная схема ФСУ, реализующего этот метод управления, и временные диаграммы его работы. В этом ФСУ напряжение питающей сети подается одновременно на силовую цепь и фазосдвигающее устройство СУФ, которое в зависимости от величины задающего воздействия X_y сдвигает переменное напряжение, полученное из напряжения сети, на соответствующий фазовый угол α относительно фазы напряжения U_c . Выходное напряжение СУФ сравнивается компаратором КМ с опорным сигналом (опорный сигнал может устанавливаться в пределах от 0 до $X_{y \max}$), и в момент их равенства КМ формирует импульс, который, усиливаясь формирователем запускающих импульсов ФЗИ по амплитуде и мощности или преобразуясь в пачку мощных импульсов, служит для запуска тиристоров ИО.

Основным узлом этого ФСУ является СУФ. Реализуется СУФ на основе фазовращательных устройств, *RC*- и *RLC*-цепей. Диапазон изменения угла включения ИО α зависит от функциональных возможностей СУФ.

Например, для СУФ, реализованных на основе *RC*- и *RLC*-цепей, угол включения может изменяться в пределах от 0 до $\pi/2$, от 0 до $\frac{5}{6}\pi$ и т. д.

Горизонтальный метод управления не нашел широкого применения, с одной стороны, из-за того, что сдвиг фаз напряжения в СУФ достигается путем изменения величин *R*, *L* или *C*, что вызывает определенные затруднения при дистанционном изменении этих параметров, с другой — из-за высокой чувствительности СУФ к изменению формы и частоты напряжения сети, что приводит к неидентичности регулировочных характеристик таких ЭР.

Наибольшее распространение горизонтальный метод управления нашел в ЭР различных бытовых приборов: для регулирования яркости осветительной аппаратуры, скорости вращения электродрелей и др.

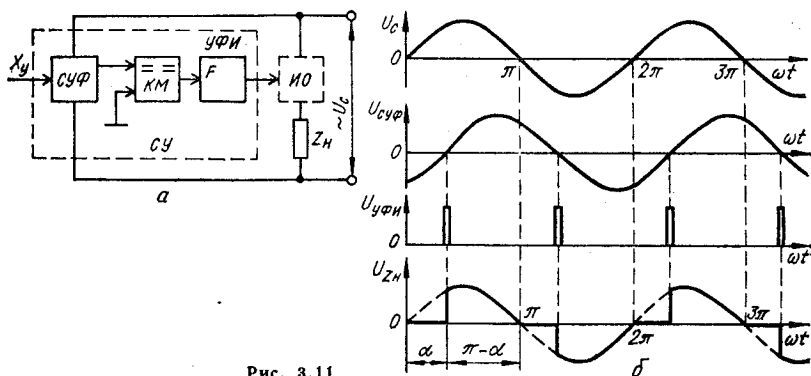


Рис. 3.11

Вертикальный метод управления устраняет основные недостатки горизонтального метода: позволяет управлять углом включения ИО путем изменения задающего напряжения или тока, нечувствителен к искажениям сетевого напряжения. При этом методе управления момент включения ИО определяется в результате сравнения напряжения опорного сигнала пилообразной, синусоидальной или другой специальной формы с задающим сигналом X_y . В момент, когда амплитуды этих сигналов становятся равными, происходит формирование импульсов запуска ИО. Если начало и конец опорного сигнала синхронизованы с моментами перехода через нуль напряжения питающей сети, а диапазон изменения X_y соответствует полному размаху опорного сигнала, то угол включения ИО будет изменяться в пределах всей полуволны напряжения питающей сети.

На рис. 3.12 представлены структурная схема ФСУ, реализующая вертикальный метод управления, и временные диаграммы ее работы. Схема ФСУ работает следующим образом. В каждый момент перехода напряжения питающей сети через нуль устройство синхронизации СС формирует импульс, который запускает генератор опорного напряжения G . Выходной сигнал U_G поступает на элемент сравнения ЭС, где сравнивается с задающим сигналом X_y , и в момент их равенства ЭС формирует импульс, перепад напряжений или пачку импульсов, по которым УФИ формирует импульсы для включения ИО.

Ввиду того что вертикальный метод управления легко реализуется путем сравнения электрических сигналов, обеспечивает достаточно высокую стабильность преобразования задающего сигнала во временной интервал (фазу включения ИО), позволяет учитывать различные корректирующие сигналы, в настоящее время он является основным методом управления в ЭР переменного напряжения на основной частоте.

Основным элементом ФСУ, реализующего этот метод управления, является фазосдвигающее устройство СУФ или преобразователь напряжения — фаза. Функциональная схема СУФ (рис. 3.13) включает в себя генератор G , сумматор и компаратор КМ. Входными сигналами СУФ являются задающий сигнал X_y и импульсный сигнал синхронизации T_s . Напряжение смещения $U_{см}$ и опорное напряжение $U_{оп}$ яв-

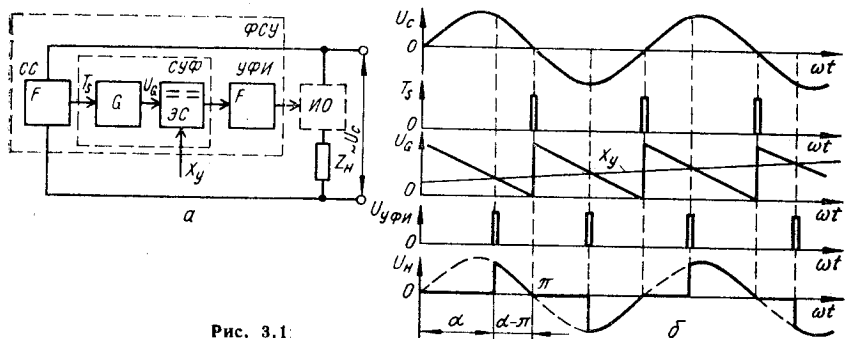


Рис. 3.1:

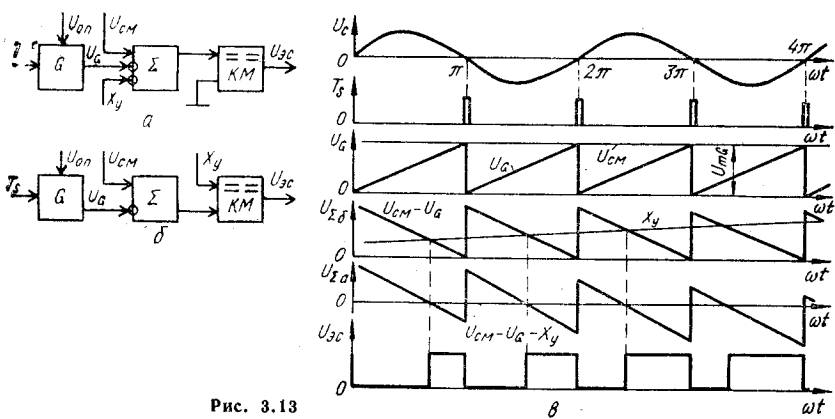


Рис. 3.13

ляются функциональными сигналами. Напряжение $U_{оп}$ служит для формирования требуемой формы выходного напряжения генератора G , в частности напряжения пилообразной формы, а напряжение $U_{см}$ необходимо для согласования направления изменения задающего сигнала и выходной величины ЭР, т. е. максимальному значению $X_{y\max}$ должен соответствовать минимальный угол α , при котором выходная величина ЭР, как известно, имеет максимальное значение, и наоборот.

В зависимости от функциональных возможностей сумматора и ЭС СУФ может быть реализовано по двум основным схемам. В схеме рис. 3.13, а сравнение сигналов X_y , U_G и $U_{см}$ фактически производит сумматор, а компаратор выполняет роль нуля-органа. В схеме рис. 3.13, б сравнение задающего и опорного развертывающего сигналов производит компаратор. Обе схемы равноценны с точки зрения функциональных возможностей СУФ, но могут существенно отличаться по сложности при технической реализации.

Процессы, происходящие в этих схемах, поясняются временными диаграммами, приведенными на рис. 3.13, в.

Если задающий сигнал X_y представлен в цифровом виде, то ФСУ может быть реализовано на элементах цифровой техники. На рис.3.14, а

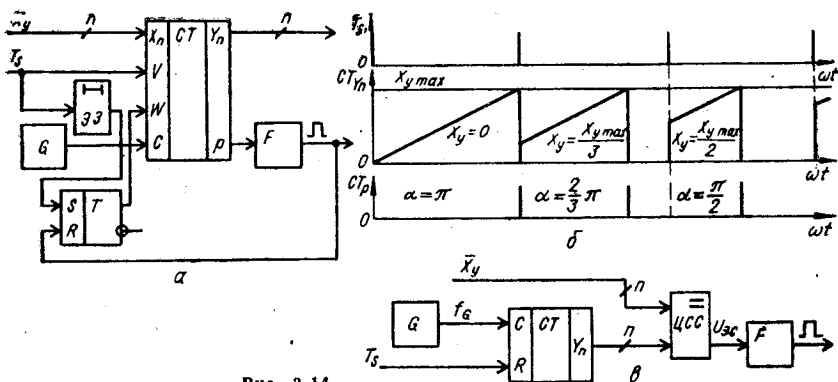


Рис. 3.14

представлена функциональная схема СУФ, реализованная на счетчике CT с функциональными возможностями записи исходного числа и управления режимами его работы.

Задающий цифровой код X_y устанавливается на установочных входах X_n счетчика CT . По приходу синхроимпульса T_s задающий цифровой код записывается в счетчик, а после окончания синхроимпульса счетчик переводится в режим счета триггером по входу W и начинает считать импульсы, поступающие от генератора опорной частоты G . Число в счетчике увеличивается, и в момент переполнения счетчика формирователь F формирует импульс на запуск ИО. Сформированный импульс одновременно возвращает триггер управления в исходное состояние, который, в свою очередь, переводит счетчик в режим ожидания. По приходу очередного синхроимпульса T_s цикл работы схемы повторяется.

В данной схеме роль развертывающего сигнала играет последовательный подсчет импульсов генератора G , следующих с частотой f_G , счетчиком CT . Частоту f_G выбирают исходя из максимального значения задающего кода $X_{y \max}$ и частоты питающей сети f_c :

$$f_G = 2f_c X_{y \max}.$$

Направление счета и максимальная емкость счетчика выполняют роль, аналогичную напряжению U_{cm} .

На рис. 3.14, б приведены временные диаграммы, объясняющие суть работы схемы цифрового ФСУ. Счетчик в этой схеме может работать и в режиме вычитания импульсов, но в этом случае задающий сигнал X_y на установочных входах счетчика X_n должен быть представлен в инверсном коде, т. е. \bar{X}_y . Момент запуска ИО формируется при нулевом состоянии счетчика, т. е. в момент появления на его выходе P сигнала заема.

Цифровой ФСУ может быть реализован и на суммирующем счетчике (рис. 3.14, в). В этом ФСУ задающий сигнал X_y также должен быть представлен в инверсном коде. В исходное нулевое состояние счетчик устанавливается каждым синхроимпульсом T_s , а по окончании синхроимпульсов счетчик подсчитывает импульсы генератора опорной

частоты G . Момент запуска ИО определяет цифровая схема сравнения ЦСС (в момент равенства инверсного кода сигнала задания и содержимого счетчика).

Точность работы цифровых ФСУ определяется разрядностью счетчика, которая, в свою очередь, определяется разрядностью задающего кода $X_{y \max}$. Чем больше разрядность $X_{y \max}$, тем точнее ФСУ, при условии высокой стабильности генератора G .

Рассмотрим основные соотношения, характеризующие работу ФСУ, СУФ и всей схемы ЭР.

Если уровни сигналов выбрать так, чтобы выполнялось равенство

$$|X_{y \max}| = |U_{G \max}| = |U_{cm}|, \quad (3.13)$$

то для любого промежуточного значения X_y в момент срабатывания компаратора справедливо соотношение

$$U_{cm} - U_G - X_y = 0. \quad (3.14)$$

Предположим, что генератор G формирует линейное пилообразное напряжение вида

$$U_G = U_{G \max} \frac{\omega t}{\pi} = U_{G \max} \frac{\alpha}{\pi}.$$

Тогда с учетом (3.13) находим уравнение, связывающее угол включения ИО с задающим сигналом,

$$\alpha = \pi \left(1 - \frac{X_y}{U_{cm}} \right). \quad (3.15)$$

Так как среднее $U_{cp}(\alpha)$ и действующее $U_d(\alpha)$ значения напряжения на нагрузке ЭР и выходная мощность $P_{cp}(\alpha)$ связаны с углом включения ИО известными зависимостями, например в однофазном ЭР с активной нагрузкой зависимости (3.1), (3.2) и (3.3), то, решая уравнение (3.15) совместно с указанными уравнениями или с аналогичными уравнениями других разновидностей ЭР, можно определить характеристику ЭР для каждой из этих величин.

Рассмотрим простейший случай, когда однофазный ЭР питается от промышленной сети и работает на активную нагрузку. По изложенной методике характеристики ЭР для среднего выпрямленного и действующего значений напряжения нагрузки и выделяемой в ней мощности в относительных единицах соответственно равны:

$$U_{cp}^* = \frac{U_{cp}(\alpha)}{U_{cp \max}} = \frac{\pi U_{cp}(\alpha)}{2U_m} = \sin^2 \frac{\pi X_y^*}{2}; \quad (3.16)$$

$$U_d^* = \frac{U_d(\alpha)}{U_{d \max}} = \frac{\sqrt{2} U_d(\alpha)}{U_m} = \sqrt{X_y^* - \frac{\sin 2\pi X_y^*}{2\pi}}; \quad (3.17)$$

$$P_{cp}^* = \frac{P_{cp}(\alpha)}{P_{cp \max}} = \frac{2R_n P_{cp}(\alpha)}{U_m^2} = X_y^* - \frac{1}{2\pi} \sin 2\pi X_y^*, \quad (3.18)$$

где

$$X_y^* = X_y / X_{y \max}.$$

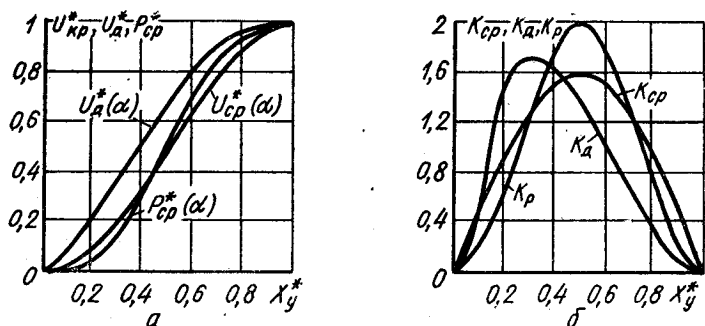


Рис. 3.15

Коэффициент передачи ЭР можно определить как частную производную от соответствующей статической характеристики ЭР по параметру X_y^* . Выполнив операцию дифференцирования, получим

$$K_{cp} = \frac{\partial U_{cp}^*}{\partial X_y^*} = \frac{\pi}{2} \sin \pi X_y^*; \quad (3.19)$$

$$K_d = \frac{\partial U_d^*}{\partial X_y^*} = \frac{\sin^2 \pi X_y^*}{\sqrt{X_y^* - \frac{1}{2\pi} \sin 2\pi X_y^*}}; \quad (3.20)$$

$$K_p = \frac{\partial P_{cp}^*}{\partial X_y^*} = 2 \sin^2 \pi X_y^*. \quad (3.21)$$

Как следует из уравнений (3.13) — (3.21) и рис. 3.15, на котором показаны решения этих уравнений, характеристики ЭР при пилообразном опорном развертывающем напряжении существенно нелинейны, а соответствующие коэффициенты передачи сильно зависят от величины задающего сигнала X_y^* . Даже в пределах изменения X_y^* от 0,1 до 0,9 величина коэффициентов передачи изменяется примерно в 4...10 раз.

Существенной особенностью рассматриваемого ЭР является то, что его коэффициенты передачи K_{cp} и K_d зависят от изменения амплитудного значения напряжения питающей сети, а коэффициент передачи по мощности — и от изменения величины нагрузки R_n . Можно показать, что при отклонении амплитуды напряжения сети от номинального значения $U_{m \text{ ном}}$ в $n_n = U_m / U_{m \text{ ном}}$ раз коэффициенты передачи K_{cp} и K_d изменяются в n_n раз, а коэффициент передачи ЭР по мощности — в n_n^2 раз. При отклонении сопротивления нагрузки R_n от номинальной величины $R_{n \text{ ном}}$ коэффициент передачи ЭР K_p изменяется в $n_R = R_{n \text{ ном}} / R_n$ раз, а в случае одновременного изменения сети и нагрузки этот коэффициент изменяется в $(n_n^2 n_R)$ раз.

Учитывая, что в рассмотренных силовых частях ЭР имеет место нелинейная зависимость выходной величины ЭР от угла включения тиристорov ИО, ЭР с пилообразным опорным развертывающим сигналом являются существенно нелинейными устройствами с изменяющимся коэффициентом передачи, использовать их можно лишь в системах управления относительно невысокой точности.

3.5. Схемы управления однофазных ЭР повышенной точности

Для улучшения качества работы систем автоматического управления желательнее использовать ЭР с линейной статической характеристикой и постоянным коэффициентом передачи по регулируемой величине. Так как статические характеристики силовой части ЭР являются заведомо нелинейными, то линеаризация их и стабилизация коэффициента передачи ЭР должна быть решена схемой управления ЭР. При этом СУ должна учитывать нелинейный характер зависимостей $U_{\text{ср}}(\alpha)$, $U_{\text{д}}(\alpha)$ и $P_{\text{ср}}(\alpha)$, а также зависимость выходных величин от изменений напряжения питающей сети и нагрузки.

Линеаризация статической характеристики и стабилизация коэффициента передачи ЭР могут быть осуществлены двумя основными способами: а) использованием в ФСУ нелинейного развертывающего напряжения с различными корректирующими сигналами, характеризующими параметры сети и нагрузки; б) использованием сигналов обратных связей.

Рассмотрим первый из этих способов. Принимая линейный вид статической характеристики ЭР за желаемый, т. е. полагая, что в безразмерных координатах $U_{\text{ср}}^* = U_{\text{д}}^* = P_{\text{ср}}^* = X_{\text{у}}^*$, на основании соотношений (3.1) — (3.3) и (3.14) — (3.18) находим требуемый вид развертывающего опорного напряжения U_G .

Линеаризация статической характеристики ЭР по среднему значению напряжения требует опорного развертывающего напряжения

$$U_G = \frac{1}{2} U_{G \text{ max}} (1 - \cos \omega t); \quad (3.22)$$

по действующему (при активной нагрузке)

$$U_G = \frac{1}{\sqrt{\pi}} U_{G \text{ max}} \sqrt{\omega t - \frac{1}{2} \sin 2\omega t}; \quad (3.23)$$

по мощности

$$U_G = \frac{1}{\pi} U_{G \text{ max}} \left(\omega t - \frac{1}{2} \sin 2\omega t \right). \quad (3.24)$$

Для других нагрузок и других разновидностей ЭР вид развертывающегося опорного напряжения будет другим.

Реализация зависимости (3.22) легко осуществляется путем сдвига на 90° напряжения, пропорционального напряжению питающей сети. Реализация двух других зависимостей является более сложной задачей и в большинстве случаев осуществляется с некоторым допустимым приближением к зависимостям (3.23) и (3.24).

Для обеспечения инвариантности выходной величины ЭР к изменениям напряжения сети необходимо, чтобы амплитуда $U_{G \text{ max}}$ всегда была пропорциональна максимальному значению регулируемой величины, т. е. $U_{G \text{ max}}$ формировалось с учетом конкретного значения напряжения $U_{\text{с}}$. На рис. 3.16, а приведена функциональная схема ФСУ, обеспечивающая линеаризацию статической характеристики ЭР по мощности и стабилизацию его коэффициента передачи при

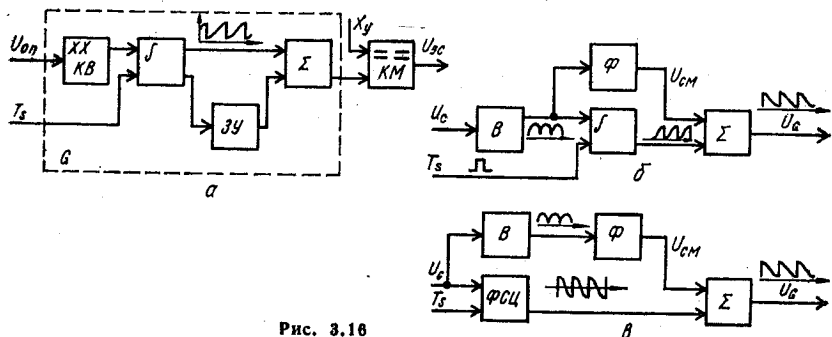


Рис. 3.16

изменениях напряжения сети. В этой схеме развертывающее опорное напряжение U_G формируется путем интегрирования возведенных в квадрат мгновенных значений напряжения, пропорционального напряжению сети, т. е. реализуется зависимость (3.24).

Для стабилизации коэффициента передачи ЭР, при изменении напряжения сети в схеме, в качестве напряжения смещения $U_{см}$ используется максимальное значение интеграла от опорного напряжения. Для этого в схеме предусмотрено запоминающее устройство ЗУ, реализованное, например, на основе пикового детектора или схемы типа выборка — хранение. Запомненное значение средней за полупериод мощности хранится в ЗУ в течение полупериода и изменяется только в момент окончания полупериода сетевого напряжения.

В силу линейности регулировочной характеристики такой ЭР представляет собой усилительное звено с постоянным коэффициентом передачи.

При изменении амплитуды напряжения сети в ЭР имеет место переходной процесс, связанный с запаздыванием формирования напряжения $U_{см}$. Сформированное значение $U_{см}$ в предыдущем полупериоде не соответствует U_{Gmax} в новом полупериоде, а это вызывает отклонение выходной величины ЭР от заданного значения в сторону изменения напряжения сети. Если в следующем полупериоде U_c не изменяется, то $U_{см} = U_{Gmax}$ и выходная мощность будет соответствовать X_y . Из этого следует, что по отношению к изменениям напряжения сети ЭР представляет собой звено с чистым запаздыванием, т. е. передаточная функция ЭР по возмущению

$$W_{ЭРЛ}(s) = e^{-\frac{s}{2f_c}}$$

Рассмотренное ФСУ рекомендуется использовать в тех случаях, когда сопротивление R_n либо неизменно, либо меняется незначительно, так как в схеме не предусмотрена коррекция на изменение величины нагрузки.

Формирование развертывающего напряжения U_G из напряжения сети широко используется в более простых схемах генератора G , реализующих требуемые зависимости приближенно. На рис. 3.16, б приведена функциональная схема генератора G с интегрированием вы-

прямленного напряжения сети, а на рис. 3.16, в — с фазовым сдвигом напряжения сети на угол, меньший 90° ($85^\circ \pm 4^\circ$).

Для первой схемы выходное напряжение генератора описывается зависимостью

$$U_G = U_{G \max} \left[1 - \frac{\omega T_n}{1 + (\omega T_n)^2} \left(e^{-\frac{t}{T_n}} - \cos \omega t + \frac{\sin \omega t}{\omega T_n} \right) \right],$$

где T_n — постоянная времени интегратора.

Во второй схеме развертывающее напряжение формируется двумя фазосдвигающими цепями ФСЦ, работающими поочередно и сдвигающими напряжение сети на некоторый угол α_c , меньший 90° .

Напряжение U_G в этой схеме формируется согласно формуле

$$U_G = U_{G \max} [1 - \sin(\omega t + \alpha_c)].$$

Подстройка напряжения U_G под требуемый вид осуществляется изменением угла сдвига α_c .

В ЭР с цифровыми ФСУ линейаризацию статической характеристики наиболее удобно осуществлять путем преобразования цифрового кода задающего сигнала X_y в такое значение кода управления ФСУ, при котором выходная величина ЭР будет соответствовать коду задающего сигнала. Определение функциональной зависимости преобразования кодов производится на основании статической зависимости, связывающей задающий сигнал X_y с выходной величиной ЭР (например, зависимостей (3.16) — (3.18)).

Реализация такого преобразователя кодов осуществляется на основе программируемых ПЗУ, в которых код задающего сигнала является адресом, по которому размещено требуемое значение кода управления ФСУ.

Линейаризация статической характеристики ЭР таким путем не обеспечивает стабилизации коэффициента передачи при изменении напряжения сети. Эту задачу можно решить путем изменения частоты генератора опорной частоты в соответствии с изменением максимального значения регулируемой величины. Полная функциональная схема цифрового ФСУ, обеспечивающая линейаризацию статической характеристики ЭР и стабилизацию его коэффициента передачи, приведена на рис. 3.17. В этой схеме линейаризация статической характеристики осуществляется преобразователем кодов ПК, а стабилизация коэффициента передачи при изменении напряжения сети — цепью, состоящей из управляемого делителя частоты ДЧ, генератора опорной частоты G и аналого-цифрового преобразователя напряжения, пропорционального максимальному значению регулируемой величины: среднего, действующего напряжения или мощности.

Рассмотренные схемы ФСУ обеспечивают ЭР линейность статической характеристики и постоянство коэффициента передачи, а по отношению к возмущающим воздействиям являются реальными дифференцирующими звеньями с передаточной функцией

$$W_{ЭРЛ}(s) = \frac{s}{1 + T_\Phi s},$$

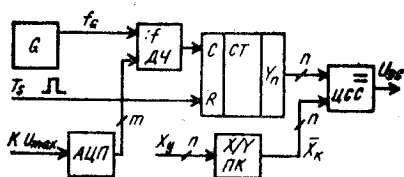


Рис. 3.17

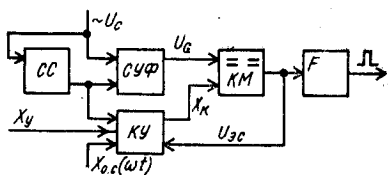


Рис. 3.18

где T_ϕ — постоянная времени фильтра, определяющего максимальное значение регулируемой величины. В то же время ЭР с такими СУ не являются универсальными и могут обеспечить постоянство коэффициента передачи только относительно одной регулируемой величины, например действующего значения напряжения.

Стабилизация коэффициента передачи относительно других величин, например мощности, требует изменения формы разворачивающего опорного напряжения, т. е. фактически требует изменения схемного решения генератора G . Кроме того, точность линеаризации статической характеристики и стабилизации коэффициента передачи полностью зависит от соответствия формы разворачивающего напряжения требуемой, что затрудняет получение высокой точности стабилизации коэффициента передачи.

Более универсальны и менее чувствительны к форме разворачивающего напряжения являются ЭР с СУ, использующими в качестве корректирующих сигналы обратной связи. На рис. 3.18 приведена обобщенная структурная схема такой СУ.

Отличительной особенностью этой схемы от рассмотренных выше является наличие в ней корректирующего устройства КУ, преобразующего задающий сигнал X_y и сигнал обратной связи $X_{oc}(\omega t)$, характеризующий мгновенные значения регулируемой величины, в управляющий сигнал X_k , обеспечивающий линеаризацию статической характеристики ЭР и стабилизацию коэффициента передачи.

Структура КУ может быть самой разнообразной, но в первую очередь определяется способом формирования сигнала обратной связи, характеризующего среднее, действующее значение напряжения или среднее значение мощности, из сигнала $X_{oc}(\omega t)$. Как уже указывалось, сигнал обратной связи может быть сформирован в течение полупериода питающей сети или в течение n полупериодов сети, при этом всегда выполняется условие $n \gg 1$, что позволяет считать сигнал обратной связи неизменным в течение полупериода питающей сети и анализировать КУ как устройство непрерывного действия.

При формировании сигнала обратной связи в течение полупериода напряжения сети КУ необходимо анализировать и строить как устройство импульсного действия. Рассмотрим основные разновидности корректирующих устройств этого типа.

СУ с усилительным КУ и комбинированным формированием сигнала X_k . Функциональная схема КУ приведена на рис. 3.19, а. Работа устройства заключается в следующем. После включения в n -м полупериоде ИО мгновенные значения регулируемой величины, например мощности, измеряются первичным измерительным преобразовате-

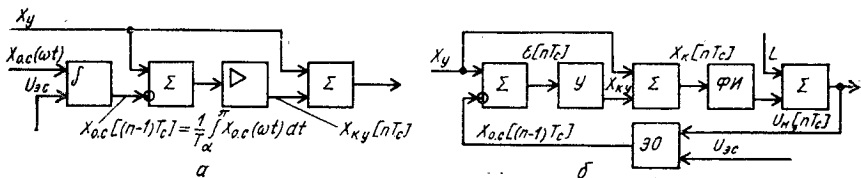


Рис. 3.19

лем и в виде сигнала обратной связи $X_{oc}(\omega t)$ поступают на интегратор КУ. Постоянная времени интегратора равна длительности полупериода напряжения сети, поэтому к концу полупериода выходной сигнал интегратора равен среднему значению регулируемой величины за полупериод сети. После окончания полупериода ИО выключен и на вход интегратора поступает сигнал, равный нулю, поэтому полученное значение сохраняется в интеграторе неизменным и участвует в формировании корректирующего сигнала $X_{ку}[nT_c]$:

$$X_{ку}[nT_c] = K_y \{X_y - X_{oc}[nT_c]\} = K_y \varepsilon[nT_c],$$

где K_y — коэффициент передачи корректирующего устройства (усилителя); $\varepsilon[nT_c]$ — сигнал рассогласования.

Управляющий сигнал $X_k[nT_c] = X_y + X_{ку}[nT_c]$ сравнивается компаратором ФСУ с опорным разветвляющим сигналом СУФ, и в момент их равенства компаратор формирует импульс на запуск ИО. Этим же импульсом обнуляется интегратор КУ, после чего начинается новый цикл формирования корректирующего и управляющего сигналов.

Регуляторы переменного напряжения с формированием управляющих сигналов по сигналам обратной связи относятся к классу замкнутых систем регулирования, и в них, как и в каждой замкнутой системе регулирования, возникает необходимость определения оптимальных параметров настройки, обеспечивающих требуемую точность и качество регулирования. Структуру ЭР с рассмотренным КУ можно представить упрощенной схемой (рис. 3.19, б), состоящей из формирователя импульса напряжения (мощности) ФИ, корректирующего усилителя У и цепи обратной связи ЭО. Формирователь импульса напряжения включает в себя силовую часть и ФСУ, т. е. ФИ является простейшим ЭР, рассмотренным выше.

ФИ представляет собой усилительное звено с коэффициентом передачи $K_{фи}$, который в общем случае зависит от величины задающего воздействия, т. е. является переменной величиной.

Цепь обратной связи реализуется на интеграторе, ее можно представить экстраполятором нулевого порядка, так как выходной сигнал интегратора не изменяется от начала полупериода и до момента включения ИО, а после запуска ИО и до конца полупериода, когда сигнал интегратора изменяется, он не влияет на процесс регулирования (ИО в этот момент неуправляем). Поэтому можно считать, что интегратор сохраняет выходной сигнал неизменным до конца полупериода, а в момент начала нового полупериода изменяет свой выходной сигнал

скачком. Экстраполятор также является чисто усилительным звеном с коэффициентом передачи $K_{\text{зо}}$.

Процесс отработки изменений задающего воздействия X_y в этой схеме для ФИ с постоянным коэффициентом передачи описывается зависимостью

$$U_n [nT_c] = U_n [0T_c] + \Delta X_y K_{\text{ФИ}} (1 + K_y) \sum_{i=1}^n (-K_{\text{ФИ}} K_y K_{\text{зо}})^{i-1},$$

где $U_n [0T_c]$ — значение регулируемой величины в момент изменения задающего воздействия X_y ; ΔX_y — величина изменения задающего воздействия; K_y — коэффициент передачи корректирующего усилителя Y ; n — число полупериодов.

Из этого уравнения следует, что при $K_y K_{\text{зо}} K_{\text{ФИ}} \geq 1$ в ЭР имеет место незатухающий переходный процесс, а при $0 < K_y K_{\text{зо}} K_{\text{ФИ}} < 1$ — колебательный затухающий. Длительность переходных процессов можно определить по формуле

$$t_n = \frac{1}{2f_c} \left(1 + \frac{\ln \delta}{\ln (K_y K_{\text{зо}} K_{\text{ФИ}})} \right), \quad (3.25)$$

где δ — допустимая величина статического отклонения регулируемого напряжения от заданного значения в относительных единицах.

Для ФИ с нелинейным коэффициентом передачи процесс регулирования можно рассчитать, используя статическую регулировочную характеристику ФИ и зависимость, описывающую закон формирования управляющего сигнала,

$$U_n [nT_c] = F(X_k [nT_c]); \\ X_k [nT_c] = \{X_y (1 + K_y) - U_n [(n-1)T_c] K_y K_{\text{зо}}\}.$$

В ЭР с нелинейным ФИ величина перерегулирования и длительность переходного процесса зависят от величины K_y , X_y и вида регулировочной характеристики ФИ.

В рассматриваемой схеме ЭР имеет место статическая ошибка

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \varepsilon [nT_c] = \frac{X_y (1 - K_{\text{зо}} K_{\text{ФИ}})}{1 + K_y K_{\text{зо}} K_{\text{ФИ}}},$$

которая равна нулю только при условии $K_{\text{зо}} K_{\text{ФИ}} = 1$, т. е. только при линейном ФИ.

Для нелинейного ФИ с линейным разветвляющим напряжением ФСУ (с учетом статической ошибки ЭР) его регулировочная характеристика нелинейна и, например, для мощности может быть представлена зависимостью

$$P_{\text{ср}}^* = X_y^* - \frac{\sin 2\pi X_y^*}{2\pi (1 + K_y)}.$$

При воздействии возмущений со стороны питающей сети и нагрузки на регулируемую величину процесс стабилизации описывается

формулой

$$U_n [nT_c] = X_y K_{\Phi И} \left[(1 + K_y) \sum_{i=1}^n (-K_y K_{\text{ЭО}} K_{\Phi И})^{i-1} + (-K_y K_{\text{ЭО}} K_{\Phi И})^i \right] + L \sum_{i=1}^n (-K_y K_{\text{ЭО}} K_{\Phi И})^{i-1},$$

где L — величина возмущения.

Если возмущение L имеет стационарный характер, то на выходе ЭР возникает ошибка регулирования

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \varepsilon [nT_c] = L \frac{1}{1 + K_y K_{\text{ЭО}} K_{\Phi И}}.$$

Длительность переходного процесса при обработке возмущения L можно определить из (3.25).

Колебательный характер переходных процессов в ЭР с усилительным корректирующим узлом позволяет представить его колебательным звеном с передаточной функцией

$$W_{\text{ЭР}}(s) = \frac{K_{\text{ЭР}}}{T_2 s^2 + T_1 s + 1},$$

где $T_1 = 2\lambda / (\lambda^2 + \omega_c^2)$; $T_2 = 1 / \sqrt{\lambda^2 + \omega_c^2}$ — постоянные времени звена; $\omega_c = 2\pi f_c$; $\lambda = \frac{2f_c \ln \delta \ln (K_y K_{\text{ЭО}} K_{\Phi И})}{\ln \delta + \ln (K_y K_{\text{ЭО}} K_{\Phi И})}$; $K_{\text{ЭР}}$ — коэффициент передачи ЭР ($K_{\text{ЭР}} = 1/K_{\text{ЭО}}$ при линейном ФИ и $K_{\text{ЭР}} = f(K_y, K_y)$ при нелинейном ФИ).

Основными недостатками рассмотренного ЭР являются наличие статической ошибки регулирования и колебательный характер переходных процессов при изменении задающего и возмущающего воздействий.

Указанные недостатки устранены в ЭР с корректирующим интегратором в КУ. Функциональная схема такого КУ приведена на рис. 3.20, а. В этой схеме корректирующий усилитель заменен интегратором КИ с аналоговым ключом SA на информационном входе, управляемым синхрои импульсами T_s . Корректирующий сигнал $X_{\text{КУ}} [nT_c]$ формируется интегратором только в моменты существования синхрои импульсов T_s . Это вызвано тем, что сигнал обратной связи $X_{\text{ОС}} [nT_c]$ может быть получен только после отключения ИО, а к началу нового полупериода корректирующий сигнал должен быть сформирован, т. е. процесс формирования корректирующего воздействия можно представить формулой

$$X_{\text{КУ}} [nT_c] = X_{\text{КУ}} [(n-1)T_c] + \frac{1}{t_c} \int_0^{t_c} \varepsilon [nT_c] dt = X_{\text{КУ}} [(n-1)T_c] + K_n \varepsilon [nT_c],$$

где t_c — длительность синхрои импульса T_s ; K_n — коэффициент передачи корректирующего интегратора.

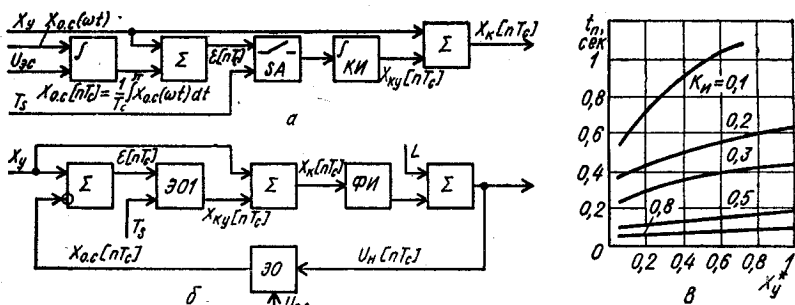


Рис. 3.20

В дальнейшем формирование управляющего сигнала $X_k [nT_c]$ и работа всех узлов ЭР не отличаются от работы этих же узлов в ЭР с корректирующим усилителем. Совокупность интегратора КИ и ключа СА можно рассматривать как экстраполятор нулевого порядка (ЭО), так как выходной сигнал КИ изменяется в моменты времени, не оказывающие влияния на процесс формирования импульса напряжения на выходе ЭР. Алгоритм его работы можно представить уравнением

$$X_{KY} [nT_c] = X_{KY} [0T_c] + K_n \sum_{i=1}^n \varepsilon [iT_c].$$

Структурная схема ЭР с корректирующим интегратором в КУ приведена на рис. 3.20, б.

В данном ЭР показатели качества работы зависят от момента изменения задающего воздействия относительно состояния ИО. Если изменение X_y произошло в момент, когда ИО не включен, и не повлияло на формирование $X_{KY} [nT_c]$, но повлияло на момент включения ИО, то процесс отработки изменений задающего воздействия описывается уравнением

$$U_n [nT_c] = K_{\Phi И} \left\{ X_y \left[(1 - K_{\Phi И} K_{\varepsilon 0} K_n)^{n-1} + K_n \sum_{i=2}^n (1 - K_{\Phi И} K_{\varepsilon 0} K_n)^{i-2} \right] + X_{KY} [0T_c] (1 - K_{\Phi И} K_{\varepsilon 0} K_n)^{n-1} \right\}. \quad (3.26)$$

Если же изменение X_y произошло в момент формирования импульса напряжения и не повлияло на величину выходного напряжения, но повлияло на формирование $X_{KY} [nT_c]$, то процесс отработки этого изменения X_y описывается другим уравнением

$$U_n [nT_c] = K_{\Phi И} \left\{ X_y \left[(1 - K_{\Phi И} K_{\varepsilon 0} K_n)^{n-1} + K_n \sum_{i=1}^n (1 - K_{\Phi И} K_{\varepsilon 0} K_n)^{i-1} \right] + (1 + K_{\Phi И} K_{\varepsilon 0} K_n)^{n-1} (X_{KY} [0T_c] - U_n [0T_c] K_{\varepsilon 0} K_n) \right\}. \quad (3.27)$$

Анализ этих уравнений показывает, что при $K_{\Phi И} K_{\text{зо}} K_n > 1$ переходные процессы в ЭР колебательные, при $K_{\Phi И} K_{\text{зо}} K_n < 1$ монотонно затухающие, а при $K_{\Phi И} K_{\text{зо}} K_n = 1$ — заканчиваются за один полупериод.

В первом случае появление изменений задающего воздействия в ЭР с линейным ФИ и его обработка происходят без перерегулирования в том же полупериоде и независимо от величины коэффициента K_n . Во втором случае всегда имеет место переходный процесс, величина перерегулирования и длительность которого определяются величиной возникающего изменения X_y и конкретным значением K_n . Максимальное отклонение выходной величины ЭР имеет место в первом после изменения X_y полупериоде

$$\Delta U_n [nT_c] = \Delta X_y K_{\Phi И} K_n,$$

а длительность переходного процесса равна

$$t_n = \frac{1}{2f_c} \left[1 + \frac{\ln(\delta/\Delta X_y)}{\ln(1 - K_n)} \right].$$

На рис. 3.20, в приведены графики зависимости длительности переходного процесса от значений ΔX_y и K_n , из которых следует, что длительность переходного процесса в основном определяется значением коэффициента K_n и мало зависит от величины возникшего возмущения.

При первом случае нанесения возмущения по заданию ЭР обрабатывает их как чисто усилительное звено с передаточной функцией

$$W_{\text{ЭР}}(s) = K_{\text{ЭР}} = \frac{1}{K_{\text{зо}}}.$$

Во втором случае ЭР можно представить интегрирующим звеном с передаточной функцией

$$W_{\text{ЭР}}(s) = K_{\text{ЭР}} \frac{T_2 s + 1}{T_1 s + 1},$$

где $T_1 = 1/[2f_c \ln(1 - K_n)]$; $T_2 = (1 + K_n) T_1$.

Процесс стабилизации возмущений со стороны сети и нагрузки в данном ЭР описывается формулой

$$U_n [nT_c] = K_{\Phi И} \left\{ X_y (1 - K_{\Phi И} K_n)^n + K_n \sum_{i=1}^n (1 - K_{\Phi И} K_{\text{зо}} K_n)^{i-1} + \right. \\ \left. + X_{K_y} [0T_c] (1 - K_{\Phi И} K_{\text{зо}} K_n)^n \right\} + L (1 - K_{\Phi И} K_{\text{зо}} K_n)^n, \quad (3.28)$$

из которой следует, что в установившемся режиме статическая ошибка отсутствует. При $K_n = 1$ переходный процесс заканчивается за один полупериод, а при других значениях K_n длительность переходных процессов соответствует длительности при обработке возмущений по задающему воздействию для случая, когда возмущение возникает в момент формирования импульса на выходе ФИ.

При $K_n < 1$ ЭР по отношению к возмущающему воздействию представляет собой дифференцирующее звено с передаточной функцией

$$W_{\text{ЭРЛ}}(s) = \frac{s}{1 + T_1 s}.$$

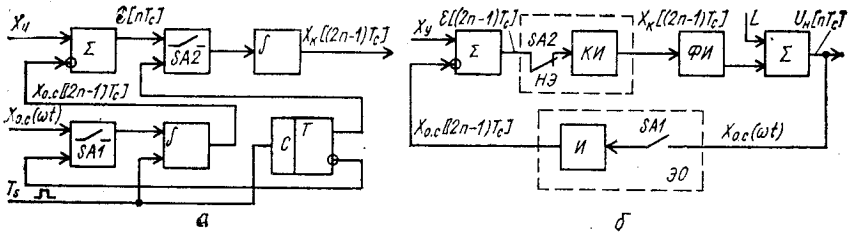


Рис. 3.21

В ЭР с нелинейным ФИ параметры переходных процессов зависят от величины задающего сигнала, вида статической характеристики ФИ, алгоритма формирования управляющего воздействия $X_k [nT_c]$ и определяются при совместном решении уравнения статической характеристики и уравнений (3.26), (3.27), (3.28). Решение этих уравнений для ФИ со статической регулировочной характеристикой (3.6) показало, что при $K_n < 0,7$ переходной процесс носит монотонный характер, при $K_n > 0,7$ — колебательный. Длительность переходных процессов растет с уменьшением значения K_n при монотонном характере и с увеличением K_n при колебательном характере переходных процессов. Оптимальными значениями K_n следует считать $K_n = (0,5 \dots 0,7)$.

Корректирующее устройство на основе интегратора может быть реализовано и по другой схеме (рис. 3.21, а), в которой корректирующий сигнал $X_{кв} [nT_c]$ формируется в один полупериод, а его обработка производится в следующий полупериод напряжения сети. В этой схеме оба интегратора, формирующие сигнал обратной связи и корректирующий сигнал, выполнены с аналоговым ключом на входе, что позволяет им и интегрировать входной сигнал, и запоминать интегрированное значение.

Суть работы ЭР с таким КУ заключается в том, что в один из периодов управления обрабатывается управляющий сигнал $X_k [nT_c]$, сформированный интегратором КИ, и одновременно формируется интегратором И сигнал $X_{о.с} [nT_c]$.

Во втором периоде по результатам измерения определяется ошибка $e [nT_c]$ и осуществляется коррекция управляющего сигнала $X_k [nT_c]$. Регулируемая величина в этом периоде не измеряется (ключ SA1 разомкнут), а ее значение определяется неполностью скорректированным управляющим сигналом $X_k [(n+1)T_c]$.

Структурная схема ЭР представлена на рис. 3.21, б, где совокупность усредняющего интегратора И и ключа SA1 представлена экстраполятором нулевого порядка ЭО, а совокупность корректирующего интегратора КИ и ключа SA2 — непрерывным экстраполятором нулевого порядка НЭ.

При изменении задающего сигнала X_y процесс формирования выходной величины ЭР описывается уравнением

$$U_n [(2n-1)T_c] = X_y K_{\Phi И} K_n \sum_{i=1}^n (1 - K_{\Phi И} K_{ЭО} K_n)^{i-1} + (1 - K_{\Phi И} K_{ЭО} K_n)^{n-1} (X_k [0T_c] K_{\Phi И} - U_n [0T_c]),$$

из которого следует, что при линейном ФИ и $K_{\text{ФИ}}K_{\text{ЭО}}K_{\text{Н}} = 1$ переходной процесс имеет длительность в два периода управления. При других значениях произведения $K_{\text{ФИ}}K_{\text{ЭО}}K_{\text{Н}}$ длительность переходного процесса и его характер определяются величиной коэффициента $K_{\text{н}}$, при нелинейном ФИ — значением коэффициентов $K_{\text{н}}$ и $K_{\text{ФИ}}$.

В общем случае при $K_{\text{ФИ}}K_{\text{ЭО}}K_{\text{Н}} < 1$ характер переходного процесса аperiodический, при $K_{\text{ФИ}}K_{\text{ЭО}}K_{\text{Н}} > 1$ — колебательный, а при $K_{\text{ФИ}}K_{\text{ЭО}}K_{\text{Н}} > 2$ — колебательный незатухающий.

Отклонение регулируемой величины от заданной в момент изменения задающего воздействия равно:

$$\Delta U_{\text{н}} [(2n - 1) T_{\text{с}}] = \{U_{\text{н}} [1 T_{\text{с}}] - U_{\text{н}} [0 T_{\text{с}}]\} K_{\text{ФИ}} (1 - K_{\text{н}}),$$

а длительность переходных процессов

$$t_n = \frac{1}{f_{\text{с}}} \left[1 + \ln \frac{\delta}{\Delta X_{\text{у}}} / \ln (1 - K_{\text{н}}) \right].$$

При $K_{\text{н}} \leq 1$ ЭР можно рассматривать как аperiodическое звено первого порядка с передаточной функцией

$$W_{\text{ЭР}}(s) = \frac{K_{\text{ЭР}}}{1 + T_s},$$

где $K_{\text{ЭР}} = 1/K_{\text{ЭО}}$; $T = \frac{1}{f_{\text{с}}} [0,145 - 1 / \ln (1 - K_{\text{н}})]$.

Процесс обработки возмущений L в ЭР описывается уравнением

$$U_{\text{н}} [(2n - 1) T_{\text{с}}] = K_{\text{ФИ}} \left\{ X_{\text{у}} K_{\text{н}} \sum_{i=1}^n (1 - K_{\text{ФИ}}K_{\text{ЭО}}K_{\text{Н}})^{i-1} + \right. \\ \left. + X_{\text{н}} [(2n - 1) T_{\text{с}}] (1 - K_{\text{ФИ}}K_{\text{ЭО}}K_{\text{Н}})^{n-1} \right\} + L (1 - K_{\text{ФИ}}K_{\text{ЭО}}K_{\text{Н}})^{n-1},$$

из которого следует, что характер переходных процессов и их длительность полностью соответствуют переходным процессам при обработке изменений задающего воздействия. При $K_{\text{н}} \leq 1$ ЭР можно рассматривать, как реальное дифференцирующее звено с передаточной функцией

$$W_{\text{ЭРЛ}}(s) = s / (1 + T_1 s).$$

Для ЭР с нелинейным ФИ, как и в предыдущих случаях, переходные процессы необходимо рассчитывать численными методами, исходя из статической регулировочной характеристики ФИ и закона формирования управляющего сигнала

$$U_{\text{н}} [(2n - 1) T_{\text{с}}] = F \{ X_{\text{к}} [(2n - 1) T_{\text{с}}] \}; \\ X_{\text{к}} [(2n - 1) T_{\text{с}}] = X_{\text{к}} [(2n - 3) T_{\text{с}}] + n K_{\text{н}} X_{\text{у}} - \\ - K_{\text{ЭО}} K_{\text{н}} \sum_{i=1}^n U_{\text{н}} [(2i - 3) T_{\text{с}}].$$

В однофазном ЭР с линейным ФСУ при $K_{\text{н}} > 0,6$ характер переходных процессов колебательный, причем перерегулирование до 25 % наблюдается в третьем полупериоде сети после изменения $X_{\text{у}}$. При

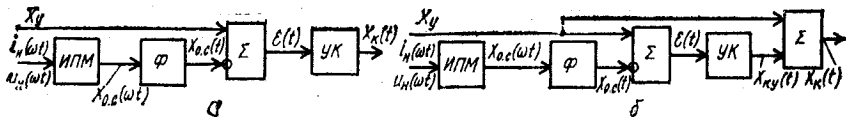


Рис. 3.22

$K_n \leq 0,6$ переходный процесс монотонный, его длительность минимальна при $K_n = 0,4, \dots, 0,6$ (находится в пределах $0,06 \dots 0,4$ с). Эти значения K_n и являются оптимальными для данного типа ЭР.

Корректирующие устройства с непрерывным формированием сигнала управления. В этой разновидности КУ формирование управляющего сигнала X_k осуществляется узлом коррекции УК по одному из известных законов регулирования, применяемых в непрерывных системах автоматического управления, исходя из величины рассогласования $e(t) = X_y - X_{o.c}(t)$.

Сигнал $X_{o.c}(t)$ является непрерывным сигналом обратной связи, характеризующим среднее значение регулируемой величины. На рис. 3.22, а, б приведены структурные схемы КУ, формирующие сигнал $X_k(t)$ как по рассогласованию, так и комбинированным способом. Узел УК данных схем может функционировать по пропорциональному (П); интегральному (И), пропорционально-интегральному (ПИ), пропорционально-интегрально-дифференциальному (ПИД) и по другим законам регулирования. Цепь инерционной обратной связи представлена датчиком мгновенных значений регулируемой величины ИПМ и усредняющим фильтром Φ .

Электронные регуляторы с рассматриваемыми КУ являются замкнутыми устройствами, их обобщенные структурные схемы приведены на рис. 3.23 (а — с формированием управляющего сигнала по рассогласованию; б — с комбинированным формированием управляющего сигнала).

Ввиду наличия в этих замкнутых устройствах формирователя импульсов, модулирующего импульс и по длительности, и по амплитуде, их необходимо рассматривать как нелинейные импульсные устройства с ШИМ- и ВИМ-модуляциями. Однако ввиду того что основной задачей данного типа ЭР является обеспечение высокой статической точности управления средним значением выходной величины, что возможно только при высокой точности, а следовательно, и при большой инерционности цепи обратной связи, в этом случае всегда выполняются условия эквивалентности импульсных устройств устройствам непрерывного действия. Для примера укажем, что статическая погрешность цепи обратной связи в пределах $\delta = 0,05 \dots 0,5$ % связана с постоянной

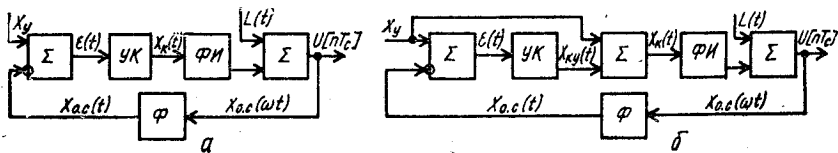


Рис. 3.23

времени фильтра T_Φ зависимостью

$$T_\Phi = 1/2f_c\delta,$$

и, например, при допустимой погрешности цепи $\delta = 0,2\%$ постоянная времени фильтра должна быть не меньше 5 с, что значительно превосходит длительность периода формирования импульсов напряжения на выходе ЭР.

Если фильтр цепи обратной связи представляет собой инерционное звено первого порядка с передаточной функцией $W_\Phi(s) = K_\Phi(T_\Phi s + 1)$, формирователь импульсов — звено с передаточной функцией по управляющему воздействию $W_{\Phi И}(s) = K_{\Phi И}$ и возмущающему воздействию $K_{\Phi ИЛ}(s) = K_L$, узел коррекции УК — звено с передаточной функцией $W_{УК}(s)$, то обобщенные передаточные функции (ОПФ) ЭР по управляющему и возмущающему воздействиям для схем рис. 3.23 будут иметь следующий вид:

$$W_{ЭР1}(s) = \frac{K_{\Phi И}(T_\Phi s + 1) W_{УК}(s)}{K_{\Phi И} K_\Phi W_{УК}(s) + (T_\Phi s + 1)}; \quad (3.29)$$

$$W_{ЭР2}(s) = \frac{K_{\Phi И} [1 + W_{УК}(s)] (T_\Phi s + 1)}{K_{\Phi И} K_\Phi W_{УК}(s) + (T_\Phi s + 1)}; \quad (3.30)$$

$$W_{ЭРЛ}(s) = \frac{K_L (T_\Phi s + 1)}{K_{\Phi И} K_\Phi W_{УК}(s) + (T_\Phi s + 1)}, \quad (3.31)$$

где $W_{ЭР1}(s)$ — ОПФ ЭР по управляющему воздействию с формированием сигнала управления по рассогласованию; $W_{ЭР2}(s)$ — ОПФ ЭР по управляющему воздействию с комбинированным формированием управляющего сигнала; $W_{ЭРЛ}(s)$ — ОПФ ЭР по возмущающему воздействию; K_Φ — коэффициент передачи фильтра Φ . В табл. 3.1 приведены передаточные функции ЭР для некоторых законов функционирования УК, полученные из (3.29) и (3.31), в табл. 3.2 — передаточные функции ЭР, полученные из (3.32). В ЭР с П-законом функционирования УК коэффициент передачи определяется конкретными значениями коэффициентов $K_{\Phi И}$ и $K_{УК}$ и стремится к значению $\lim_{K_{УК} \rightarrow \infty} K_{ЭР} = 1/K_\Phi$.

При конечных значениях $K_{УК}$ регулировочная характеристика ЭР нелинейна, в установившемся режиме имеет место статическая ошибка, которая отсутствует только в ЭР с комбинированным формированием сигнала управления при линеаризованном ФИ и выполнении условия $K_{\Phi И} K_\Phi = 1$. Зависимости коэффициента передачи ЭР с пропорциональным КУ от значения коэффициентов $K_{УК}$, $K_{\Phi И}$ и K_Φ при формировании управляющего сигнала по рассогласованию показаны на рис. 3.24, а, а при комбинированном формировании — на рис. 3.24, б.

При астатических законах функционирования УК коэффициент передачи ЭР не зависит от значения коэффициентов $K_{УК}$ и $K_{\Phi И}$ и равен $K_{ЭР} = 1/K_\Phi$, т. е. такие ЭР имеют линейную регулировочную характеристику. Величины коэффициентов $K_{УК}$ и $K_{\Phi И}$ в этих ЭР определяют характер переходных процессов, величину динамического отклонения и длительность, так как от них зависят временные параметры передаточных функций.

Таблица 3.1

Передаточная функция $W_{ук}(s)$	Передаточная функция		Статистическая ошибка $\lim_{s \rightarrow 0} \varepsilon(s) = \varepsilon_0$
	по управлению $W_{ЭР}(s)$	по возмущению $W_{ЭРЛ}(s)$	
$K_{ук}$	$K_{ЭР} \frac{T_{\Phi S} + 1}{T_s + 1}$	$K_{L3} \frac{T_{\Phi S} + 1}{T_s + 1}$	$\varepsilon^0 = \frac{X_y}{1 + K_{ук} \times} \times K_{ФН} K_{\Phi} = \frac{K_L K_{ук} L}{1 + K_{ук} \times} \times K_{ФН} K_{\Phi}$
$\frac{K_{ук}}{T_{нс}}$	$K_{ЭР} \frac{T_{\Phi S} + 1}{T_s (T_{\Phi S} + 1) + 1}$	$K_{L3} \frac{s(T_{\Phi S} + 1)}{T_s (T_{\Phi S} + 1) + 1}$	$\varepsilon_0 = 0$
$\frac{T_{нс} + 1}{T_{нс}}$	$K_{ЭР} \frac{(T_{\Phi S} + 1)(T_{нс} + 1)}{T_s (T_{\Phi S} + 1) + (T_{нс} + 1)}$	$K_{L3 S} \frac{(T_{\Phi S} + 1)}{T_s (T_{\Phi S} + 1) + (T_{нс} + 1)}$	$\varepsilon_0 = 0$
$\frac{K_{ук}}{T_{нс}} \times (1 + T_{нс} + T_{нТД S^2})$	$K_{ЭР} (T_{\Phi S} + 1) \times \frac{1 + T_{нс} + T_{нТД S^2}}{(1 + T_{нс} + T_{нТД S^2}) + T_{нс} (T_{\Phi S} + 1)}$	$K_{L3 S} \frac{(T_{\Phi S} + 1)}{(1 + T_{нс} + T_{нТД S^2}) + T_s (T_{\Phi S} + 1)}$	$\varepsilon_0 = 0$

Передаточная функция УК $W_{ук}(s)$	Передаточная функция ИУ по управляющему воздействию $W_{ЭР2}(s)$	Параметры передаточной функции
$K_{ук}$ (П-закон)	$K_{ЭР} \frac{T_{\phi}s + 1}{T_s + 1}$	$K_{ЭР} = \frac{K_{\Phi И} (1 + K_{ук})}{1 + K_{\Phi И} K_{\phi} K_{ук}}$; $T = \frac{T_{\phi}}{1 + K_{\Phi И} K_{\phi} K_{ук}}$
$\frac{K_{ук}}{T_{и}s}$ (И-закон)	$K_{ЭР} \frac{(T_{\phi}s + 1)(T_1s + 1)}{T_2s(T_{\phi}s + 1) + 1}$	$K_{ЭР} = \frac{1}{K_{\phi}}$; $T_1 = T_{и}/K_{ук}$; $T_2 = T_{и}/K_{ук} K_{\Phi И} K_{\phi}$
$K_{ук} \frac{T_{и}s + 1}{T_s}$ (ПИ-закон)	$K_{ЭР} \frac{(T_{\phi}s + 1)(T_1s + 1)}{T_2s(T_{\phi}s + 1) + (T_{и}s + 1)}$	$K_{ЭР} = 1/K_{\phi}$; $T_1 = \frac{T_{и}(1 + K_{ук})}{K_{ук}}$; $T_2 = \frac{T_{и}}{K_{ук} K_{\Phi И} K_{\phi}}$

Переходные процессы в ЭР с рассмотренными КУ, за исключением ЭР с интегрирующим КУ, при обработке изменений задающего воздействия имеют вид, характерный для переходных процессов дифференцирующих звеньев, при этом их длительность $t_{п}$ приблизительно равна

$$t_{п} \approx (4 \dots 7) T_{\phi} / (1 + K_{ук} K_{\Phi И} K_{\phi}),$$

а величина перерегулирования

$$\Delta U_{н} \approx K_{ук} K_{\Phi И} K_{\phi} \Delta X_{у},$$

где $\Delta X_{у}$ — величина изменения задающего воздействия.

При интегрирующем УК переходные процессы в ЭР носят монотонный характер при выполнении условия $(T_{и}/K_{ук} K_{\Phi И} K_{\phi}) \geq 4T_{\phi}$, в противном случае переходные процессы колебательные. И в первом и во втором случаях длительность переходных процессов находится в пределах (7...14) T_{ϕ} , что фактически не позволяет этой разновидности ЭР решать задачи регулирования в условиях быстроизменяющихся управляющих и возмущающих воздействий.

Оптимальным для рассмотренных разновидностей ЭР является ПИ-закон функционирования УК. При $T_{и} = T_{\phi}$ передаточные функции ЭР по управляющему воздействию соответственно равны:

$$W_{ЭР1}(s) = \frac{K_{ЭР} (T_{\phi}s + 1)}{T_s + 1};$$

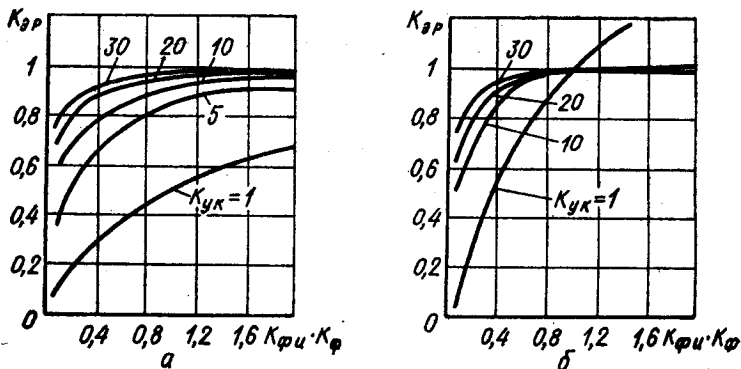


Рис. 3.24

$$W_{ЭР2}(s) = \frac{K_{ЭР}(T_1s + 1)}{Ts + 1};$$

$$W_{ЭРЛ}(s) = \frac{K_{L3}s}{Ts + 1},$$

где $T = T_{\Phi} / K_{у\kappa} K_{\PhiИ} K_{\Phi}$; $T_1 = \left(\frac{1}{K_{у\kappa}} + 1 \right) T_{\Phi}$; $K_{L3} = \frac{K_L}{K_{у\kappa} K_{\PhiИ}}$.

При обработке возмущающих воздействий рассмотренные разновидности ЭР обеспечивают переходные процессы, характерные для реальных дифференцирующих звеньев. Величина перерегулирования при этом равна величине возмущения, а длительность переходного процесса и его вид соответствуют переходным процессам, имеющим место при обработке изменений задающего воздействия.

Цифровые варианты СУ высокоточных ЭР. В тех случаях, когда задающий сигнал X_y представлен в цифровом виде, в ЭР можно использовать одну из рассмотренных выше аналоговых СУ, предварительно преобразовав цифровой задающий сигнал в аналоговый. Однако можно воспользоваться и цифровым вариантом СУ. На рис. 3.25 представлена обобщенная схема цифровой СУ с инерционной обратной связью.

Как и в рассмотренных выше схемах, в данной схеме сигнал обратной связи формируется измерительным преобразователем ИПМ и фильтром Φ , после чего он преобразуется в цифровую форму АЦП. Цифровое корректирующее устройство ЦКУ определяет величину рассогласования и формирует управляющий код X_y в соответствии с цифровым вариантом одного из приведенных в табл. 3.1 и табл. 3.2 законов регулирования.

Структура цифровых СУ, реализующих алгоритм формирования управляющего сигнала за период управления, аналогична представленной на рис. 3.25 с той лишь разницей, что цель обратной связи со-

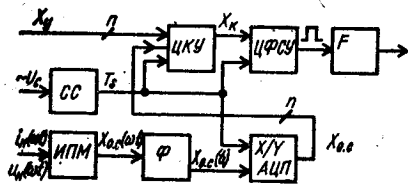


Рис. 3.25

держит вместо фильтра Φ , например, интегратор с запоминанием и сбросом полученного за период управления сигнала или цепь обратной связи реализована на основе АЦП с преобразователем напряжение — частота. Такой АЦП позволяет преобразовывать амплитудные значения регулируемой величины в частоту следования импульсов и далее путем суммирования импульсов в течение периода управления получать сигнал обратной связи в цифровом виде.

3.6. Схемы управления трехфазных ЭР

Схемы управления трехфазных ЭР могут быть выполнены в одно-, двух-, трех- и шестиканальном вариантах. В каждом из вариантов имеется соответствующее число ФСУ. Применение того или другого варианта СУ в основном зависит от схемы трехфазного исполнительного органа и необходимого диапазона регулирования выходной величины.

Рассмотрим некоторые варианты СУ описанных выше трехфазных ИО, обеспечивающие максимальный диапазон регулирования.

Схема управления трехфазного ЭР с нулевым проводом относится к трехканальному варианту СУ и представляет собой фактически три СУ однофазных ЭР. Схема управления трехфазного ЭР с ИО без нулевого провода (рис. 3.7, а) также выполняется по трехканальному варианту, но для правильной работы ИО требует применения распределителя импульсов управления РИ. На рис. 3.26, а, б показаны структурная схема такого СУ и временные диаграммы ее работы.

В этой СУ формирователь сигналов синхронизации СС формирует импульсы $T_{s1} \dots T_{s3}$ в момент перехода напряжения каждой из фаз через нуль и импульсные сигналы $U_{c1} \dots U_{c3}$, характеризующие полярность напряжения каждой фазы. Требуемый порядок работы тиристоров ИО обеспечивается распределителем сигналов управления РИ, передающим сигналы с выходов СУФ1...СУФ3 на соответствующие формирователи сигналов запуска ИО.

Схема управления трехфазного ЭР, реализованного на основе ИО с тремя силовыми тиристорами и тремя диодами (рис. 3.9), и временные диаграммы ее работы приведены на рис. 3.27, а, б. Она представляет собой вариант двухканальной СУ.

В данной схеме, как и в предыдущей, формирователь синхронизирующих сигналов (ФСС) формирует импульсы $T_{s1} \dots T_{s3}$ в момент перехода напряжения каждой из фаз через нуль и импульсные сигналы $U_{c1} \dots U_{c3}$, характеризующие полярность напряжения каждой фазы.

Фазосдвигающие устройства данной СУ работают поочередно на каждую из трех фаз. Размах опорного развертывающего напряжения составляет 210° . Работают СУФ со сдвигом относительно друг друга на 120° . Сдвиг моментов запуска СУФ осуществляется каждым вторым синхрои́мпульсом из последовательности ΣT_{si} , следующим с частотой 300 Гц. Последовательность импульсов ΣT_{si} формируется в СС путем логического объединения на элементе ИЛИ импульсов $T_{s1} \dots T_{s3}$. Сигналы на запуск СУФ поступают с выхода делителя Д, при этом запускается то СУФ, которое в данный момент не работает.

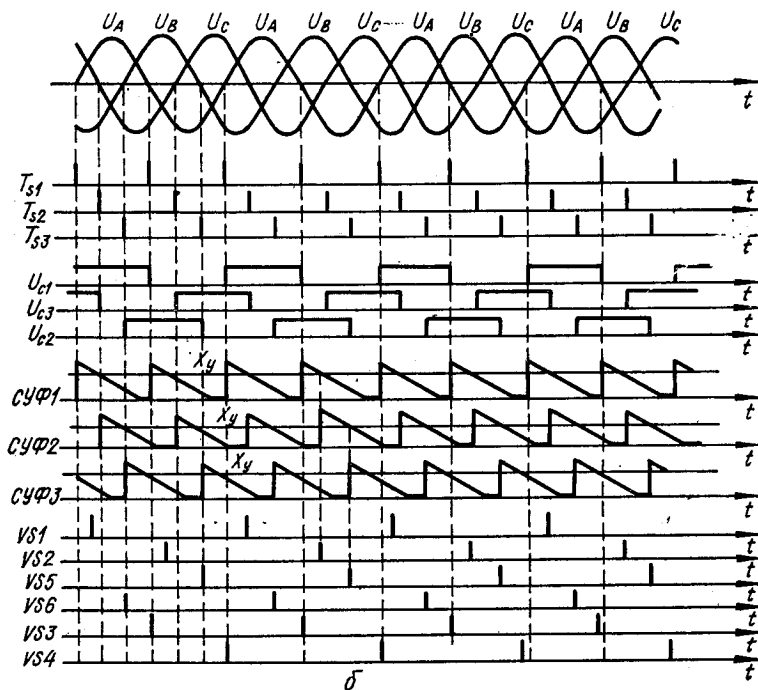
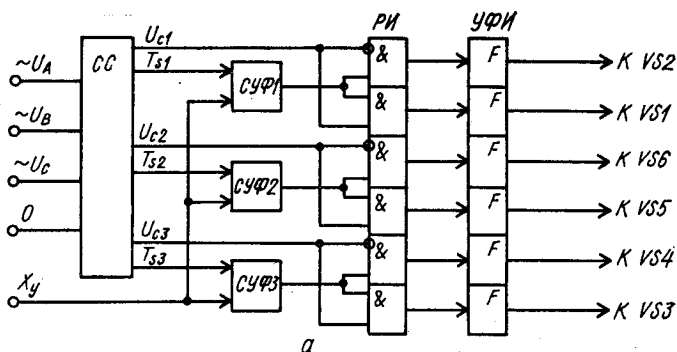


Рис. 3.26

Сигналы с выходов СУФ1 и СУФ2 поступают на распределитель импульсов РИ и в зависимости от соотношения сигналов $U_{c1} \dots U_{c3}$ вызывают включение соответствующих тиристоров ИО. Функция, реализуемая РИ в рассматриваемом ЭР, описывается системой уравнений:

$$\begin{aligned}
 f_1 &= (U_{\text{СУФ1}} \vee U_{\text{СУФ2}}) \wedge (U_{c1} \vee U_{c3}); \\
 f_2 &= (U_{\text{СУФ1}} \vee U_{\text{СУФ2}}) \wedge (U_{c2} \vee U_{c1}); \\
 f_3 &= (U_{\text{СУФ1}} \vee U_{\text{СУФ2}}) \wedge (U_{c3} \vee U_{c2}).
 \end{aligned}$$

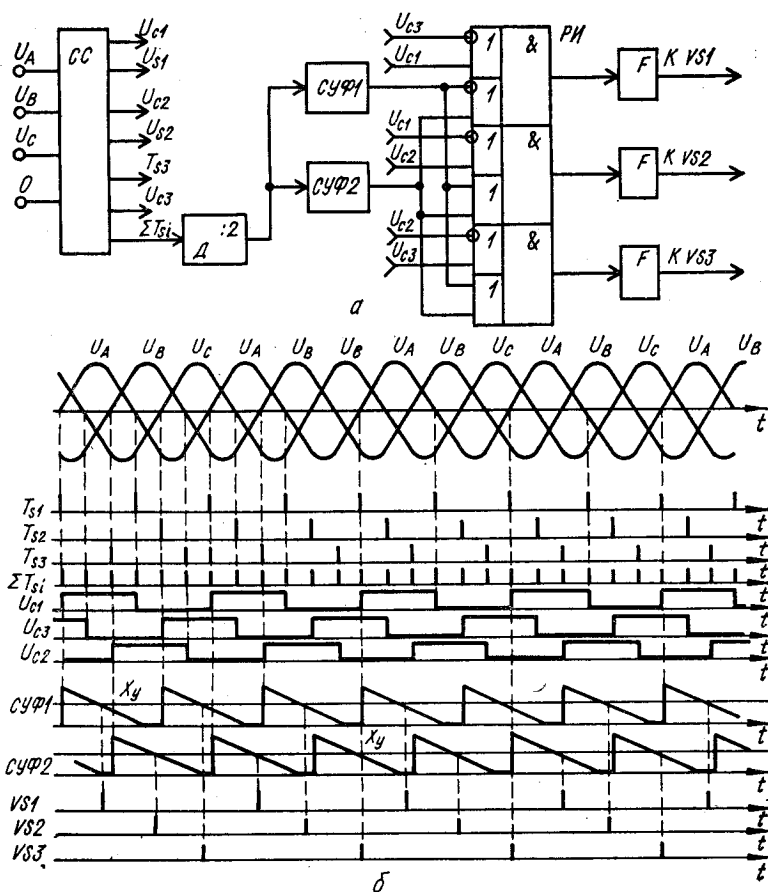


Рис. 3.27

Рассмотренная СУ может быть использована и для управления ЭР, реализованного на основе ИО с тремя тиристорами (рис. 3.10).

В рассмотренных трехфазных ЭР СУ может быть реализована и в одноканальном варианте. Такая СУ содержит одно СУФ и одно или несколько устройств, формирующих импульсы на запуск ИО с временным сдвигом относительно выходного сигнала ФСУ на время, соответствующее 60° или 120° , т. е. на 3,3 мс или 6 мс (в зависимости от применяемой схемы ИО).

Как и в однофазных ЭР, СУФ данного варианта СУ преобразует управляющий сигнал X_y в фазовый угол включения тиристоров только одной, ведущей фазы. Тиристоры ИО двух других фаз включаются со сдвигом соответственно на 60° и 120° , если диапазон преобразования ФСУ составляет 180° , и со сдвигом на 120° и 240° , если диапазон преобразования 210° . Временной сдвиг импульсов включения ИО для двух других фаз легко реализуется на базе аналоговых или цифровых таймеров или других времязадающих элементов и устройств.

Шестиканальный вариант СУ можно использовать только в ЭР, ИО которого содержит 6 тиристоров (см. рис. 3.7). Такая СУ предусматривает управление каждым тиристором ИО от индивидуального СУФ. Требуемый порядок работы тиристоров ИО достигается путем соответствующего распределения импульсов синхронизации от СС на запуск фазосдвигающих устройств.

При индуктивном характере нагрузки трехфазного ЭР СУ, как и в однофазном ЭР, должна формировать сигналы на запуск тиристоров ИО длительностью не меньше $\alpha_{кр}$.

Линеаризацию статической характеристики и стабилизацию коэффициента передачи трехфазных ЭР можно осуществить как за счет сигналов цепи обратной связи, так и за счет выбора формы опорного развертывающего сигнала ФСУ. Для реализации таких СУ можно использовать варианты схем, применяемых в однофазных ЭР.

Основным отличием схем управления трехфазных ЭР является структура первичного измерительного преобразователя регулируемой величины Д, который в трехфазном ЭР должен быть реализован с учетом трех цепей нагрузки. Статические и динамические характеристики трехфазных ЭР с такими СУ аналогичны характеристикам однофазных ЭР.

3.7. Электронные регуляторы с полностью управляемыми ИО

Электронные регуляторы с полностью управляемыми ИО позволяют улучшить энергетические показатели использования сети и получить на нагрузке любую из форм напряжений, представленных на рис. 2.2. Такие широкие возможности ЭР этого типа обеспечиваются за счет способности ИО включаться и выключаться по командам СУ, что позволяет только изменением алгоритма работы СУ получать различные варианты ЭР.

Полностью управляемые ИО переменного тока могут быть реализованы на основе силовых транзисторов, полностью управляемых тиристоров и обычных силовых тиристоров с цепями принудительного выключения.

Основной особенностью полностью управляемого ИО является присутствие в его структуре дополнительных ключей для шунтирования нагрузки. Они необходимы для того, чтобы обеспечить свободный переток энергии в нагрузку после отключения основных силовых ключей. В ИО с естественным выключением тиристоров эти условия обеспечиваются условиями выключения тиристоров. Дополнительные ключи работают в противофазе с основными, когда основной силовой ключ разомкнут, дополнительный замкнут и наоборот.

Основной схемой полностью управляемого ИО при регулировании больших мощностей является ИО на обычных силовых тиристорах. На рис. 3.28, а представлена функциональная схема ИО, посредством которой могут быть реализованы способы управления с модуляцией заднего фронта импульса и способы с управлением лередним и задним фронтами импульса. На рис. 3.28, б представлены временные диаграммы работы этого ИО.

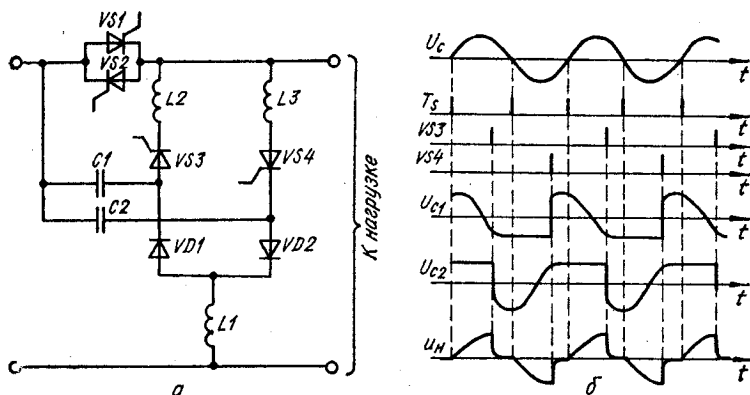


Рис. 3.28

В данной схеме роль силового ключа переменного тока выполняют тиристоры $VS1$ и $VS2$, а дополнительного ключа — тиристоры цепи искусственной коммутации $VS3$ и $VS4$. Первоначально в каждом полупериоде напряжения сети CU включает один из силовых тиристоров $VS1$ или $VS2$. Команда на включение силового тиристора поступает от CU избирательно на один из тиристоров цепи коммутации $VS3$ или $VS4$ (в зависимости от полярности полуволны напряжения сети). Коммутирующий тиристор подключает к силовому предварительно заряженный конденсатор $C1$ или $C2$, при этом ток через силовой тиристор на определенное время меняет знак и тиристор отключается. Коммутирующий тиристор остается включенным до тех пор, пока не закончится переток энергии, связанный с перезарядом коммутирующего конденсатора и рассеиванием энергии, накопленной в нагрузке.

В данной схеме ИО дроссели $L2$ и $L3$ служат для ограничения тока, протекающего через коммутирующие тиристоры, а дроссель $L1$ и диоды $VD1$ и $VD2$ — для ограничения тока перезаряда коммутирующих емкостей $C1$ и $C2$ и разделения периодов перезаряда этих емкостей.

Рассмотренная схема ИО фактически состоит из двух коммутируемых тиристорных ключей постоянного тока, в которых могут быть использованы узлы двухступенчатой параллельной и последовательной коммутаций [11]. При параллельной коммутации коммутирующий узел подключен либо параллельно силовым тиристорам, либо параллельно нагрузке. Так как коммутационная способность узла, включенного параллельно нагрузке, несколько уступает аналогичной способности узла, включенного параллельно силовым тиристорам, а допустимые электрические параметры элементов узла коммутации должны не менее чем в два раза превышать амплитудное значение напряжения питающей сети, то предпочтение следует отдать схеме ИО с включением узла коммутации параллельно силовым тиристорам (рис. 3.28, а). В ИО с параллельной коммутацией рабочий перезаряд коммутирующей емкости происходит током, протекающим через нагрузку. Эта особенность коммутирующего узла приводит к тому, что в нагрузку поступает некоторое количество энергии, связанной с перезарядом емкости,

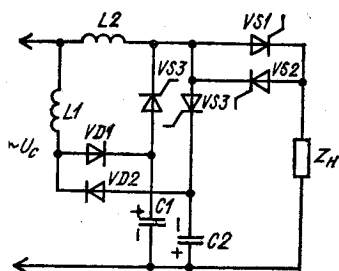


Рис. 3.29

параллельно дросселю, либо параллельно цепи из последовательно соединенных силовых тиристоров и нагрузки. Коммутационная способность узла, включенного по второму способу, выше, но использовать его можно только при чисто активной нагрузке, так как такой ИО не обеспечивает переток энергии от нагрузки после отключения силового тиристора. Схема ИО с последовательным коммутирующим узлом приведена на рис. 3.29.

Ввиду того что коммутирующие узлы ИО работают поочередно и каждый в строго отведенном ему полупериоде напряжения питающей сети, подготовительный заряд коммутирующих емкостей не влияет на диапазон регулирования ИО. В рассматриваемых схемах подготовительный заряд емкостей происходит в нерабочий период от сети при открытом зарядном диоде через ограничивающий дроссель $L1$. Надежность работы ИО в основном зависит от правильного выбора величины коммутирующих конденсаторов и стабилизации напряжения их заряда. В ИО с параллельным коммутирующим узлом величину емкости конденсатора можно определить по формуле

$$C_K = I_{mn} t_{\text{выкл}} / U_m,$$

где I_{mn} — амплитудное значение тока нагрузки; U_m — амплитуда питающего напряжения; $t_{\text{выкл}}$ — максимальное возможное время выключения силовых тиристоров при заданных условиях их эксплуатации.

В ИО с последовательным коммутирующим узлом требуемая емкость конденсаторов и индуктивность дросселя могут быть определены по формулам:

$$L_K \approx 2,75 U_m t_{\text{выкл}} / I_{mn};$$

$$C_K \approx 2,25 I_{mn} t_{\text{выкл}} / U_m,$$

а индуктивность дросселей L_1 , L_2 и L_3 — по формулам:

$$L_1 \leq \frac{T_3}{\omega_c C_K};$$

$$L_{2(3)} = \frac{U_{C \text{ max}}}{\omega_c I_{уд}},$$

где T_3 — требуемая постоянная времени зарядной цепи; $U_{C \text{ max}}$ — максимальное напряжение на коммутирующем конденсаторе; $I_{уд}$ — допустимое значение ударного тока тиристора.

Полностью управляемые ИО переменного тока, как и ИО с естественным выключением силовых тиристорov, имеют нелинейную статическую характеристику и изменяющийся коэффициент передачи. В табл. 3.3 приведены зависимости действующего и среднего значений напряжения на нагрузке, составляющие амплитуды основной гармоники напряжения $U_{m1} A_1'$ и A_1'' , а также сдвиг фазы основной гармоники от относительной длительности включенного состояния силовых тиристорov в интервале управления при питании ИО от однофазной сети $X_y^* = t_n/T_p$; где t_n — длительность замкнутого состояния тиристора в интервале управления; T_p — длительность периода управления; $n = 2$ — для рис. 2.2, $a-d$; $n > 2$ — для рис. 2.2, e .

При расчете и анализе токов, имеющих место в рассмотренных ИО, наибольшая трудность возникает в случае активно-индуктивной нагрузки. Подробный анализ токов для этого случая выполнен в [6].

Рассмотренные выше ИО в силу особенностей подготовки к рабочему состоянию коммутирующих цепей не позволяют управлять ЭР на повышенной частоте. В этом отношении более универсальным является ИО, схема которого представлена на рис. 3.30, a . Он позволяет реализовать все разновидности способов управления ЭР. В этой схеме ИО выполнен на основе двух ключей переменного тока — основного и коммутирующего, собранных по мостовой схеме с тиристорами $VS1$ и $VS2$ соответственно. Коммутирующий узел состоит из двух цепей, включающих в себя коммутирующие конденсаторы $C1$, $C2$ и дроссели $L1$, $L2$, реализующие так называемую неизбирательную коммутацию.

Подключение нагрузки Z_n к сети происходит после включения тиристора $VS1$, при этом одновременно осуществляется заряд одного из коммутирующих конденсаторов (в зависимости от полярности напряжения сети). В момент, когда необходимо отключить нагрузку от сети, включается тиристор $VS2$, происходит перезаряд конденсаторов, тиристор $VS1$ запирается. После перезаряда конденсаторов и окончания перетоков энергии в нагрузке тиристор $VS2$ также запирается. Новый цикл работы ключей происходит после очередного включения тиристора $VS1$. Временные диаграммы работы ИО приведены на рис. 3.30, b . Дроссель $L3$ служит для ограничения тока короткого замыкания, имеющего место в момент, когда оба ключа открыты.

Описанный принцип работы однофазного ИО применяется и в трехфазных ИО. На рис. 3.31 приведены несколько разновидностей схем трехфазных полностью управляемых ИО. Каждая из схем содержит по два диодных моста, нагруженных тиристорами $VS1$, $VS2$ и соответствующими коммутирующими узлами. При подаче напряжения от трехфазной сети в схеме рис. 3.31, a коммутирующие конденсаторы $C1$ и $C2$ заряжаются от вторичных обмоток трехфазного трансформатора $TV1$ через диодные мосты с полярностью, указанной на рисунке. При отпирании тиристора $VS1$ к нагрузке прикладывается напряжение вторичной обмотки трансформатора $TV1$. Конденсатор $C1$ перезаряжается через открытый тиристор и обмотку дросселя $L1$, приобретая противоположную полярность. Для запираания тиристора $VS1$ необходимо отпереть тиристор $VS2$. Конденсатор $C2$ при открытом тиристоре $VS2$ перезаряжается через вторую обмотку дросселя $L1$. На первой

Номер элюора напряжения	$U_{\pi}(X_y^*)$	$U_{cp}(X_y^*)$	A_1	A_1''	$\varphi = \arctg \frac{A_1''}{A_1}$
Рис. 2.2, б	$\frac{U_m}{\sqrt{2\pi}} \times$ $\times \sqrt{\pi X_y^* - \frac{1}{2} \sin 2\pi X_y^*}$	$\frac{U_m}{\pi} (1 - \cos \pi X_y^*)$	$\frac{U_m}{\pi} \left(\pi X_y^* - \frac{1}{2} \sin 2\pi X_y^* \right)$	$\frac{U_m}{2\pi} \times$ $\times (1 - \cos 2X_y^*)$	$\frac{\pi X_y^*}{\sin^2 \pi X_y^*}$ $-\operatorname{ctg} \pi X_y^*$
Рис. 2.2, в	$\frac{U_m}{\sqrt{2\pi}} \sqrt{\pi X_y^* + \sin \pi X_y^*}$	$\frac{2U_m}{\pi} \sin \frac{\pi X_y^*}{2}$	$\frac{U_m}{\pi} (\pi X_y^* + \sin \pi X_y^*)$	0	0
Рис. 2.2, г	$\frac{U_m}{\sqrt{2\pi}} \times$ $\times \sqrt{\pi X_y^* - \frac{1}{2} \sin 2\pi X_y^*}$	$\frac{U_m}{\pi} (1 - \cos \pi X_y^*)$	$\frac{U_m}{\pi} \left(\pi X_y^* - \frac{1}{2} \sin 2\pi X_y^* \right)$	0	0
Рис. 2.2, д	$\frac{U_m}{\sqrt{2\pi}} \sqrt{\pi X_y^* - \sin \pi X_y^*}$	$\frac{2U_m}{\pi} \left(1 - \cos \frac{\pi X_y^*}{2} \right)$	$\frac{U_m}{\pi} (\pi X_y^* - \sin \pi X_y^*)$	0	0
Рис. 2.2, е	$\frac{U_m}{\sqrt{2}} \sqrt{X_y^*}$	$\frac{U_m}{\pi} \times$ $\times \left[1 - \sum_{i=0}^{n-1} \cos \frac{\pi}{n} (i + X_y^*) \right]$	$U_m X_y^*$	0	0

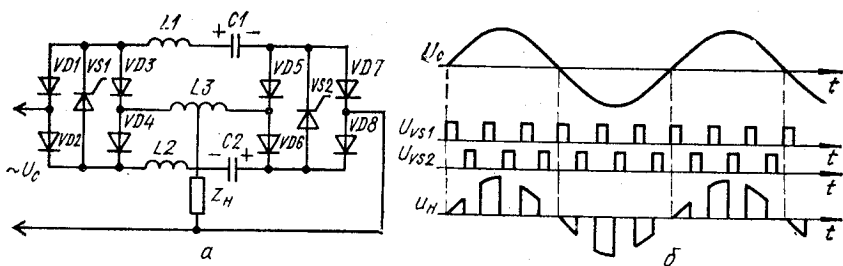


Рис. 3.30

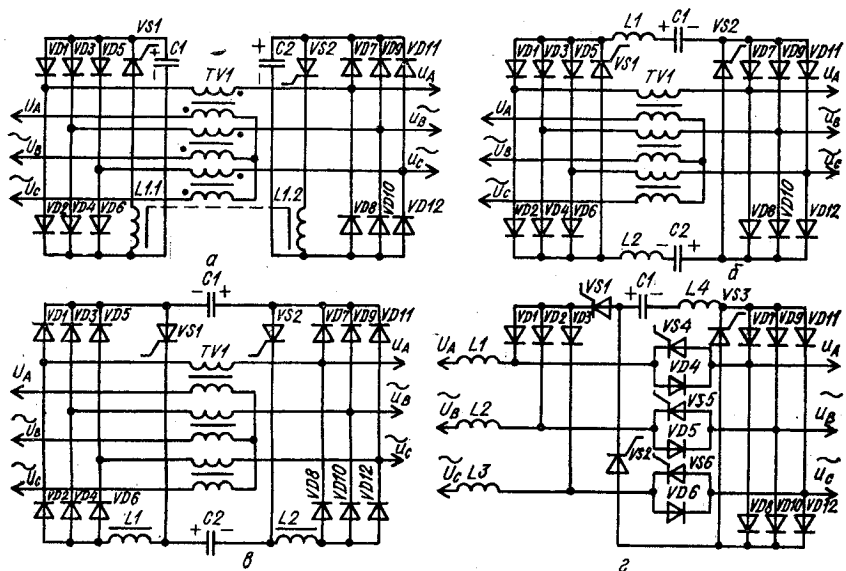


Рис. 3.31

обмотке дросселя наводится э. д. с., под действием которой тиристор $VS1$ запирается. При отпирании тиристора $VS2$ нагрузка оказывается замкнутой через диодный мост $VD7...VD12$ и обеспечиваются условия для перетока энергии, накопленной в нагрузке. Для запираания тиристора $VS2$ необходимо отпереть тиристор $VS1$, и процессы в ИО повторяются. На рис. 3.32 приведены временные диаграммы работы ИО. Исполнительные органы по схеме рис. 3.31, б, в работают аналогично и отличаются только структурой и включением коммутирующих цепей. Форма выходного напряжения такая же, как и в схеме рис. 3.31, а.

В ИО по схеме рис. 3.31, в ток в нагрузке не протекает, если заперты тиристоры $VS4...VS6$. Для подключения нагрузки к сети необходимо одновременно включить рабочие тиристоры $VS4...VS6$ и зарядный тиристор $VS2$. При этом через открытые тиристоры и диоды $VD4...VD6$ напряжение сети прикладывается к нагрузке. Конденсатор $C1$

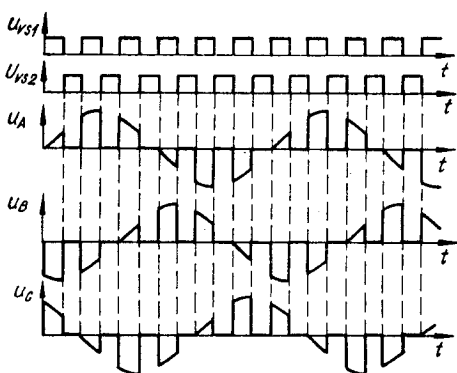


Рис. 3.32

заряжается от моста $VD7...VD12$ через тиристор $VS2$ и дроссель $L4$. Для запирания рабочих тиристоров включаются тиристоры $VS1$ и $VS3$, и конденсатор $C1$ перезаряжается по цепи: тиристор $VS1$ — диоды $VD1...VD3$ — диоды $VD4...VD6$ — диоды $VD8, VD10, VD12$ — тиристор $VS3$ — дроссель $L4$. Тиристоры $VS4...VS6$ запираются, а ток нагрузки, если последняя активно-индуктивная, замыкается через диодный мост $VD7...VD12$ и тиристор $VS3$, т. е. нагрузка оказывается замкнутой.

При следующем включении тиристоров $VS4...VS6$ и $VS2$ тиристор $VS3$ запирается, нагрузка подключается к питающей сети, а конденсатор $C1$ перезаряжается по цепи: дроссель $L4$ — мост $VD7...VD12$ — тиристор $VS2$.

Входные дроссели $L1...L3$ ограничивают ток короткого замыкания, возникающий при перезаряде конденсатора $C1$ через диодный мост $VD7...VD12$.

Недостатком схемы ИО рис. 3.31, а является наличие лишнего перезаряда для каждого из коммутирующих конденсаторов, что ухудшает энергетические и регулировочные характеристики ЭР. Особенно рассмотренных схем трехфазных ИО с принудительной коммутацией является синхронное регулирование напряжения во всех трех фазах нагрузки.

3.8. Схемы управления электронных регуляторов с полностью управляемыми ИО

Поскольку полностью управляемый ИО переменного тока значительно сложнее ИО с естественным выключением силовых тиристоров, то ЭР этого типа применяются только в тех случаях, когда первый тип ЭР по каким-то параметрам не удовлетворяет поставленным требованиям. В связи с этим в СУ ЭР этого типа реализуется только вертикальный метод управления, как обеспечивающий наиболее высокую точность управления ИО.

На рис. 3.33 представлены функциональная схема простейшей СУ и временные диаграммы ее работы. Основным отличием этой схемы СУ от аналогичной СУ ЭР с естественным выключением силовых тиристоров является отсутствие смещающего напряжения. Необходимость в нем отпадает из-за прямого характера зависимости между моментами включения — выключения ИО, длительностью включенного состояния ИО и значением регулируемой величины.

В случае работы ЭР на повышенной частоте структура СУ не изменяется, но на вход синхронизации генератора опорного напряжения G необходимо подавать синхроимпульсы с частотой преобразования.

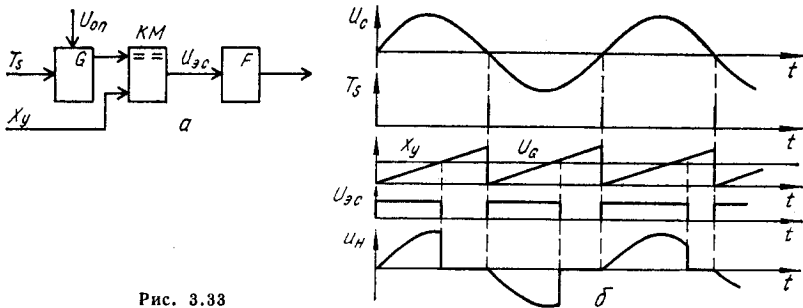


Рис. 3.33

При цифровом сигнале управления X_y СУ может быть реализована на элементах цифровой техники. Схема управления ЭР в этом случае соответствует схеме, представленной на рис. 3.14, в, с той лишь разницей, что в качестве задающего кода используется прямое значение кода X_y .

Для реализации способов управления (рис. 2.2, в—д) СУ должна содержать два СУФ: СУФ СУ ЭР с естественным выключением тиристоры ИО и СУФ полностью управляемого ИО. При реализации способа в тиристоры ИО включаются по сигналу первого СУФ, а выключаются по сигналу второго СУФ.

При реализации способа г ИО в одном полупериоде включается и выключается по команде второго СУФ, а во втором полупериоде включается по команде первого СУФ. Выключается ИО самостоятельно.

При реализации способа д сначала тиристоры включаются и выключаются от второго СУФ, а затем в том же полупериоде включаются по команде первого СУФ. Выключаются тиристоры после второго включения самостоятельно.

Функциональные схемы СУ для реализации указанных способов управления приведены на рис. 3.34, а, б, в соответственно. Простей-

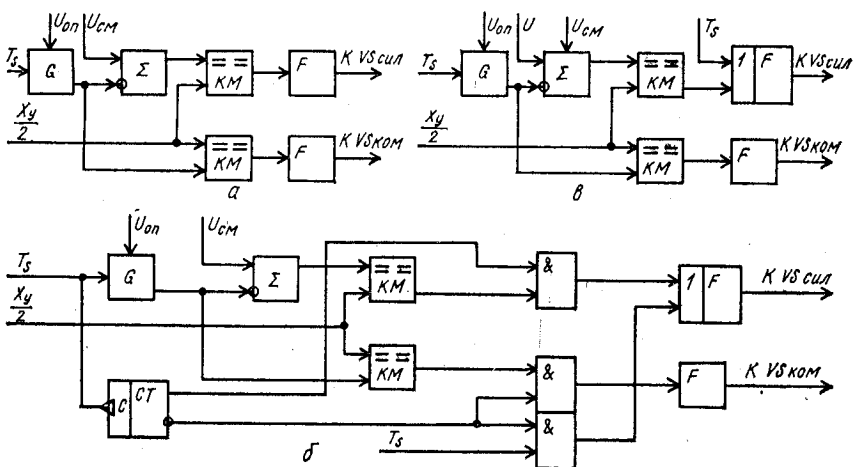


Рис. 3.34

шие СУ не обеспечивают ни линеаризации статической характеристики ЭР, ни стабилизации его коэффициента передачи. Эти задачи могут решить СУ с корректирующим воздействием по основным возмущениям, СУ с обратной связью по текущему значению регулируемой величины и СУ с инерционной обратной связью. Функциональная схема СУ с коррекцией по основным возмущениям приведена на рис. 3.35. Эта схема позволяет линеаризовать статическую характеристику ЭР и стабилизировать его коэффициент передачи при изменении параметров питающей сети.

Схема включает в себя СУФ, выполненное на интеграторе и компараторе КМ₂, схему синхронизации СС, измерительный преобразователь мгновенных значений напряжения сети ИПМ и два формирователя сигналов включения тиристоров ИО. Если регулируемой величиной является среднее значение напряжения, то ИПМ представляет собой линейный выпрямитель. Если регулируется действующее значение напряжения, то измерительным преобразователем является квадратор.

В начале каждого полупериода СУ формирует по синхроимпульсу T_s сигнал на включение силовых тиристоров ($V_{S_{\text{сил}}}$). При этом интегратор И начинает интегрировать сигнал с выхода ИПМ. В момент равенства выходного сигнала интегратора и задающего сигнала X_y срабатывает компаратор КМ и формирует сигнал на выключение силового тиристора ($V_{S_{\text{ком}}}$) и обнуление интегратора И.

Электронный регулятор с такой СУ является усилительным звеном с передаточной функцией

$$W_{\text{ЭР}}(s) = \frac{1}{Z_n K_{\text{ИПМ}} K_n} = K_{\text{ЭР}},$$

где $K_{\text{ИПМ}}$ — коэффициент передачи измерительного преобразователя ИПМ; K_n — коэффициент передачи интегратора.

Он инвариантен к возмущениям со стороны питающей сети, но чувствителен к изменениям величины и характера нагрузки.

При построении прецизионных ЭР этого типа СУ должна учитывать систематическую погрешность, вызываемую инерционностью выключения ИО и передачей некоторой дополнительной энергии в нагрузку от коммутирующих цепей ИО. Действительно, процесс выключения ИО начинается в момент поступления команды от СУ при равенстве задающего и опорного сигналов. Любая дополнительная энергия, поступающая в нагрузку после команды СУ, вызывает погрешность регулирования и не может быть учтена и отработана в текущем периоде управления. Величина этой погрешности в общем случае является переменной, зависящей от параметров питающего напряжения и нагрузки, момента выключения ИО в периоде управления и от принципа работы коммутирующего узла. Погрешность эта изменяется в пределах от десятых долей процента до нескольких процентов по отношению к регулируемой величине, поэтому более рационально использовать СУ с обратной связью по текущему значению регулируемой величины.

Функциональная схема такой СУ и порядок ее работы полностью соответствуют схеме, представленной на рис. 3.35, с той лишь разницей, что вход измерительного преобразователя ИПМ подключается к выходу ЭР.

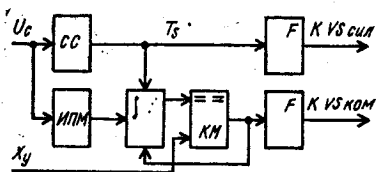


Рис. 3.35

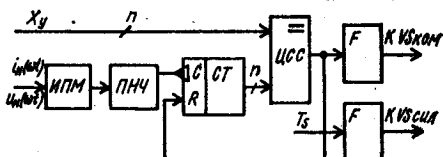


Рис. 3.36

Передаточная функция данного ЭР, описывающая его с точностью до величины систематической погрешности, равна

$$W_{ЭР}(s) = 1/K_{и}K_{ИПМ}.$$

Для реализации более точного ЭР СУ должна формировать сигналы управления ИО для последующего периода работы с учетом систематической погрешности, возникшей в настоящем периоде работы ЭР. Технически эта задача может быть решена:

- 1) при непрерывной работе интегратора (И) с мгновенным обнулением его в момент появления команды от компаратора;
- 2) при использовании в СУ двух равноценных интеграторов.

В первом случае интегратор после обнуления должен продолжать интегрировать сигнал с выхода ИПМ до конца периода и далее в новом периоде управления до команды компаратора и т. д. Реализация такого ФСУ требует для мгновенного обнуления интегратора применения быстродействующих и мощных коммутационных элементов.

Во втором случае интегрирование выходного сигнала ИПМ осуществляется поочередно каждым интегратором. Переключаются интеграторы по сигналу компаратора, при этом интегратор, формирующий развертывающий сигнал в текущем периоде управления, отключается от входа компаратора и обнуляется, а второй интегратор (обнуленный) подключается к выходу ИПМ и к входу компаратора, начинает интегрировать сигнал, пропорциональный дополнительной энергии, поступающей в нагрузку в текущем периоде управления. После начала нового периода управления этот интегратор продолжает работу до момента срабатывания компаратора, после чего отключается, а в работу включается первый интегратор и т. д.

Из описания работы СУ ЭР с коррекцией систематической погрешности следует, что при изменении задающего воздействия и возмущениях со стороны нагрузки и сети переходные процессы в ЭР начинаются и заканчиваются в течение двух периодов управления. В первом периоде обрабатывается основное возмущение, а во втором — разность в дополнительных значениях выходной величины, имеющих место до нанесения возмущения и после него. Поэтому такой ЭР является усиленным звеном с постоянным коэффициентом передачи и конечной длительностью переходного процесса, равной двум периодам управления.

В случае цифрового задающего сигнала X_y СУ ЭР с коррекцией систематической погрешности легко реализуется на основе суммирующего счетчика. Функциональная схема такой СУ приведена на рис. 3.36.

В этой схеме регулируемый параметр ЭР преобразуется преобразователем напряжение — частота ПНЧ в частоту следования импульсов. Эти импульсы подсчитываются счетчиком СТ, и в момент равенства выходного кода счетчика и задающего кода X_y схема сравнения формирует сигнал, по которому выключается силовой тиристор ИО и обнуляется счетчик СТ, после чего начинается новый цикл работы СУ.

Что касается ЭР этого типа с инерционной обратной связью, то по структуре СУ, динамическим и статическим характеристикам они являются полными аналогами ЭР с естественным включением тиристоров ИО при СУ с инерционной обратной связью и комбинированным формированием управляющего сигнала (см. п. 3.6).

ЭЛЕКТРОННЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ С НИЗКОЧАСТОТНЫМ ИМПУЛЬСНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

4.1. Особенности электронных регуляторов с низкочастотным импульсным управлением

Основной особенностью ЭР с НЧ управлением, как отмечалось выше, является практически полное отсутствие ВЧ составляющих искажений и помех и, как следствие, минимальное влияние на слаботочную информационную аппаратуру, подключенную к той же силовой цепи, что и силовая часть ЭР. В то же время ЭР этого типа генерируют в сеть и нагрузку низкочастотные колебания, которые фильтруются значительно хуже, чем высокочастотные. Это является одной из основных причин, из-за которых этот тип регуляторов используется в основном в системах управления инерционными электротермическими объектами, которые обладают хорошими фильтрующими свойствами. Кроме того, для этих объектов несущественна форма подводимого к нагревателю напряжения и его полярность, так как вся подводимая энергия превращается в теплоту. Тем не менее, так как разные способы низкочастотного управления обеспечивают, несмотря на хорошие фильтрующие качества этих ОУ, существенно различные амплитуды пульсаций регулируемого параметра, выбор схемы ИО и способа управления ЭР зависит от постоянной времени ОУ и требуемой точности управления.

Ограничение области применения ЭР с НЧ управлением областью электротермии не снижает актуальности этих регуляторов, так как более 10 % всей вырабатываемой в стране электроэнергии потребляется электротермическим оборудованием, причем основную часть этого оборудования составляют электропечи сопротивления, для которых величина рассеиваемой мощности не зависит от частоты и формы подводимого напряжения, а определяется исключительно схемой ИО и способом управления регулятора.

В связи с тем что электротермические объекты потребляют, как правило, большую мощность, для симметричной нагрузки сети используют трехфазные ИО, поэтому дальнейшие выкладки будем делать общности выполнять для этого типа ИО. В случае использования однофазного ИО все соотношения останутся справедливыми при $m = 1$.

Еще раз отметим, что низкочастотные импульсные способы управления реализуются изменением числа минимальных по длительности и величине импульсов мощности в течение заданного периода регулирования T_p или изменением частоты этих импульсов. Минимально возможная длительность этих импульсов определяется длительностью полупериода сети $T_c/2$, но может также содержать несколько полупе-

риодов (в большинстве случаев четное число для исключения постоянной составляющей в нагрузке).

Для электронных регуляторов с низкочастотным управлением в основном используются широтно-импульсное (ШИУ — НЧ), числом-импульсное (ЧИУ — НЧ) и комбинированное управления. При ШИУ — НЧ и ЧИУ — НЧ значение выходного параметра ЭР изменяется за счет числа квантов энергии, подаваемых к нагрузке с дискретностью, соответствующей значению одного кванта. Суммарное время подачи квантов (с учетом пауз между ними), т. е. период регулирования T_p — постоянно, длительность кванта кратна $T_c/2$ (в некоторых схемах ИО $T_c/2m$) и также постоянна, а длительность пауз кратна $T_c/2m$ для m -фазной сети и не зависит от значения выходного параметра. Однако при изменении числа подаваемых квантов внутри периода регулирования возможно появление или исчезновение дополнительных пауз с длительностью квантов энергии.

Для частотно-импульсного управления характерным является изменение пауз между постоянными по длительности квантами. Дискретность изменения пауз также равна $T_c/2m$, а длительность периода регулирования определяется значением выходного параметра. Комбинированное управление заключается в одновременном изменении как числа и длительности квантов, так и длительности пауз между ними при переменном периоде регулирования выходного параметра.

Регулировочные характеристики способов ШИУ — НЧ и ЧИУ — НЧ — ступенчатого вида, с равномерной дискретизацией как по уровню (в соответствии со значением кванта энергии), так и по времени (в соответствии с длительностью интервала T_p), поскольку выходной параметр, как правило, это среднее значение напряжения на нагрузке за время T_p . Вследствие ступенчатости характеристик значения выходного параметра прямо пропорциональны значению X_y дискретного сигнала управления, где $X_y = 1, 2, \dots, N$,

$$P_n(X_y) = W_0 X_y / T_p. \quad (4.1)$$

Абсолютная дискретность регулирования выходного параметра, определяемая при минимально возможном изменении сигнала X_y из уравнения (4.1), равна

$$\Delta P_n = P_n(X_y) - P_n(X_y \pm 1) = W_0 / T_p, \quad (4.2)$$

т. е. определяется мощностью, рассеиваемой в нагрузке квантом энергии W_0 в течение периода регулирования.

Регулировочные характеристики комбинированного способа и ЧИУ — НЧ также ступенчатые, но дискретизация по уровню и времени неравномерна. Для ЧИУ — НЧ характеристика представляет собой дискретизированную гиперболу, а для комбинированного управления является комбинацией гиперболы и ступенчатой характеристики с равномерной дискретизацией. Действительно, при изменении интервала T_p в соответствии с сигналом X_y выходной параметр определяется из соотношения

$$P_n(X_y) = W_0 / T_p(X_y), \quad (4.3)$$

а если интервал T_p связан с сигналом X_y пропорциональной зависимостью вида

$$T_p = X_y \Delta T_p, \quad (4.4)$$

где ΔT_p — приращение периода регулирования на единицу изменения сигнала управления, то на основании уравнений (4.3) и (4.4) получим соотношение

$$P_n(X_y) = W_0 / (\Delta T_p X_y), \quad (4.5)$$

которое соответствует дискретизированной гиперболической функции.

Абсолютная дискретность управления определяется из уравнения (4.5)

$$\Delta P_n = \frac{W_0}{\Delta T_p X_y} - \frac{W_0}{\Delta T_p (X_y \pm 1)} \quad (4.6)$$

и также существенно нелинейна, однако меньше дискретности способов ШИУ — НЧ и ЧСИУ — НЧ, вычисленной из уравнения (4.2), и уменьшается с ростом X_y .

Применение частотного и комбинированного способов управления приводит к появлению в системе управления нелинейных звеньев, что в большинстве случаев нежелательно. Поэтому преимущественное распространение получают способы ШИУ — НЧ и ЧСИУ — НЧ с линеаризуемыми регулировочными характеристиками и равномерной дискретизацией выходного параметра ЭР, а остальные способы используются только в особых случаях.

Характерной особенностью большинства цифровых устройств управления является постоянство периода повторения управляющих воздействий, т. е. цикла работы устройства, в течение которого на регулятор поступает сигнал управления X_y . При этом максимальное число квантов энергии в течение цикла работы должно оставаться неизменным, а частота циклов должна быть равна частоте повторения выходного параметра $1/T_p$ или меньше ее в целое число раз. Этим условиям полностью удовлетворяют способы ШИУ — НЧ и ЧСИУ — НЧ, что является их несомненным преимуществом по сравнению с остальными способами, применяемыми в цифровых устройствах управления ЭР.

Рассмотрим основные временные соотношения, характеризующие способы низкочастотного импульсного управления с учетом особенностей ИО электронных регуляторов.

Временные диаграммы для этих способов управления при различных схемах ИО показаны на рис. 4.1.

Способ широтно-импульсного низкочастотного управления с условиями $\alpha = 0$, $\beta = 0$ для всех схем ИО (табл. 2.1) достигается изменением длительности подключения нагрузки или ее частей к сети в течение постоянного периода регулирования T_p . Время подключения нагрузки определяется интервалом управления T_y , зависящим от схемы исполнительного органа. Для схем первой группы с независимой коммутацией тиристоров интервал T_y одинаков для всех фаз сети и определяется из формулы

$$T_{y(i)} = \mu_1 T_c / 2 = X_y I_1 T_c / 2, \quad (4.7)$$

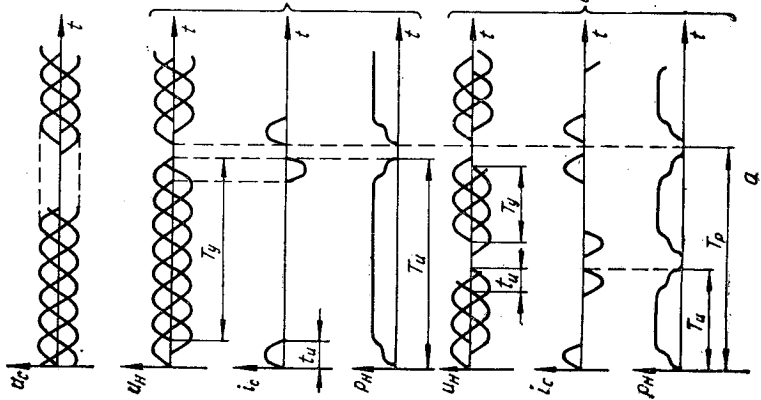
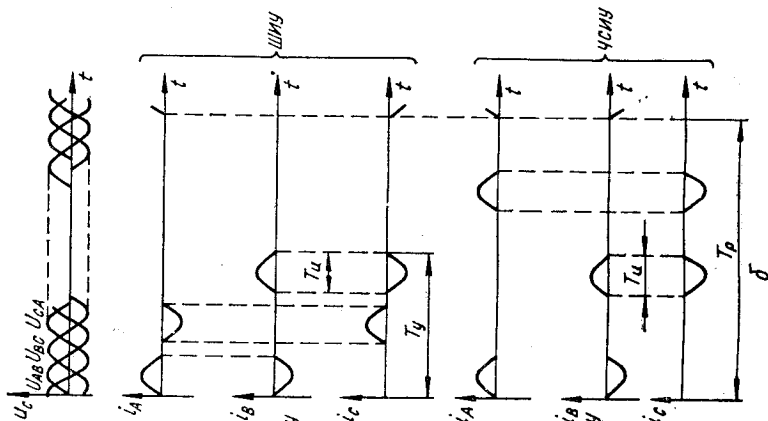
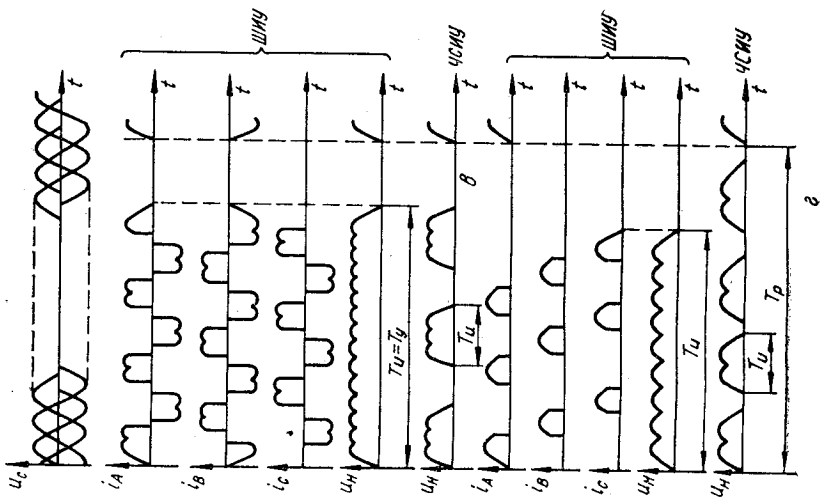


Рис. 4.1

где l_1 — число полупериодов сетевого напряжения, содержащееся в минимальном импульсе мощности, соответствующем одной единице дискретности сигнала управления X_y ; N — число минимальных импульсов мощности в периоде регулирования T_p ($N = X_{y \max}$); μ_1 — относительная длительность (в интервалах $T_c/2$) временного отрезка $T_{y(1)}$ (рис. 4.1, а).

При этом электрическая энергия подводится к нагрузке импульсами в течение времени

$$T_{и(1)} = T_c(3\mu_1 + 2)/6, \quad (4.8)$$

откуда при $X_y = N$ следует формула определения интервала $T_{p(1)}$:

$$T_{p(1)} = T_c(3l_1N + 2)/6. \quad (4.9)$$

Для ИО второй группы с зависимой коммутацией тиристоров без звена постоянного тока (схема вида 5, 6 без нулевого провода и схемы 7, 8, 9 в табл. 2.1) интервал управления по m -й фазе и период регулирования равны:

$$T_{y(2m)} = \mu_{2m} \frac{T_c}{2} + T_c \sum_{i=1}^h k_{2i}/6 = X_y l_2 \frac{T_c}{2} + \frac{T_c}{6} \sum_{i=1}^h k_{2i};$$

$$T_{p(2)} \geq N l_2 \frac{T_c}{2} + \frac{T_c}{6} \sum_{i=1}^h k_{2i}, \quad (4.10)$$

где $\mu_{2m} = 1, 2, \dots$ — относительная суммарная длительность всех импульсов энергии, подаваемых к m -й части нагрузки, каждый длительностью $T_c/2$; $l_2 = 1, 2, \dots$ — количество интервалов $T_c/2$ в каждом импульсе; k_{2i} — относительная длительность паузы между i -м и $(i + 1)$ -м импульсами в пределах периода регулирования (с дискретностью $T_c/6$); $h = \mu_{2m}/l_2 - 1$.

Первое слагаемое уравнения (4.10) характеризует общую длительность подключения нагрузки к сети, а второе — суммарное время пауз, разделяющих подключения отдельных частей нагрузки вследствие зависимого характера коммутаций тиристоров ИО второй группы с условиями $\alpha = 0, \beta = 0$. Обычно все паузы выбираются одинаковыми, поэтому $k_{2i} = k_2 = \text{const}$ и формулы (4.10) несколько упрощаются:

$$T_{y(2m)} = \mu_{2m} \frac{T_c}{2} + k_2 T_c (\mu_{2m}/l_2 - 1)/6;$$

$$T_{p(2)} \geq N l_2 T_c/2 + k_2 T_c (N - 1)/6. \quad (4.11)$$

Значения μ_{2m} разных фаз этих схем при ШИУ — НЧ могут быть одинаковыми или отличаться на величину l_2 . Равенство имеет место при значениях сигнала управления X_y , пропорциональных количеству квантов энергии за время T_p , кратных трем (см. временные диаграммы на рис. 4.1, б). Для остальных значений X_y соотношение между интервалами управления разных фаз определяется фазой напряжения, к которому нагрузка подключается первой в начале T_p , и значением X_y .

Наличие пауз для схем второй группы является обязательным, поскольку позволяет исключить одновременную коммутацию более чем

одного линейного напряжения питающей сети, что нарушило бы условия $\alpha = 0$, $\beta = 0$. Приведенные соотношения для периода регулирования иллюстрируются временными диаграммами на рис. 4.1, б. Длительность каждого импульса энергии в этих схемах

$$T_{и(2)} = I_2 T_c / 2. \quad (4.12)$$

При реализации способа ШИУ — НЧ в схемах третьей группы, содержащих звенья постоянного тока, энергия к нагрузке подводится непрерывно в течение периода регулирования, совпадающего по длительности с импульсом мощности, в соответствии с временными диаграммами на рис. 4.1, в, г, а значения интервала управления и периода регулирования равны:

$$T_{у(3)} = T_{и(3)} = \mu_3 T_c / 6 = \begin{cases} T_c (2X_y I_3 + 1) / 6 & \text{для ИО вида 11;} \\ T_c (2X_y I_3 + 2) / 6 & \text{для ИО вида 12;} \end{cases} \quad (4.13)$$

$$T_{р(3)} \geq T_{у(3)\max} \text{ при } X_y = N, \quad (4.14)$$

где $I_3 = 1, 2, 3 \dots$ — количество импульсов кусочно-синусоидального вида, составляющих один квант сигнала управления; μ_3 характеризует относительную длительность сигнала энергии, подводимого к нагрузке, в отрезке времени $T_c / 6$; $\mu_3 = 5, 7, 9, \dots$ для трехимпульсного управляемого выпрямителя (схемы вида 11) или $\mu_3 = 4, 5, 6, \dots$ для шестимпульсного выпрямителя (схемы вида 12).

При числоимпульсном низкочастотном управлении с условиями $\alpha = 0$, $\beta = 0$ коммутации тиристоров нагрузку (или ее части) многократно подключают к сети в течение интервала $T_p = T_y = \text{const}$. Время каждого подключения $T_{и}$ постоянно и определяется уравнением (4.12) для схем первой и второй групп и уравнениями (4.13) для схем третьей группы. Число подключений изменяется пропорционально сигналу управления X_y , причем моменты коммутации тиристоров распределяются по периоду регулирования в соответствии с выбранной функцией распределения коммутаций, реализуемой формирователем сигнала управления (рис. 4.1).

Значение параметра μ_1 для всех фаз ИО первой группы одинаково, чем достигается симметрия управления ИО регулятора. В схемах второй и третьей групп параметры μ_{2m} и μ_3 определяются на основании особенностей, аналогичных рассмотренным при ШИУ—НЧ.

Частотно-импульсное управление на низкой частоте характеризуется постоянством интервалов T_y , определяемых соответственно уравнениями (4.7), (4.10) и (4.13), в которых $X_y = 1$ для схем ИО первой, второй и третьей групп, и изменением продолжительности периода регулирования T_p в соответствии с сигналом управления X_y . Последнее условие достигается при реализации в СУ функциональной зависимости коэффициента η , определяющего продолжительность периода T_p , от сигнала X_y . Вид функции связи X_y и η определяется требованиями к форме регулировочной характеристики регулятора, сложности схемы управления и др. Для наиболее простой пропорциональной связи периода T_p и сигнала X_y длительность этого интервала определя-

ется следующим образом:

$$T_p = \begin{cases} T_{н(1,2)} + X_y l_{(1,2)} T_c / 6 & \text{для схем ИО вида 5—10;} \\ T_{н(3)} + (X_y l_3 - 1) T_c / 6 & \text{для схем вида 11;} \\ T_{н(3)} + (X_y l_3 - 2) T_c / 6 & \text{для схем ИО вида 12,} \end{cases} \quad (4.15)$$

где коэффициенты $l_{(1,2,3)}$ характеризуют относительную длительность (с дискретностью $T_c/6$) единицы сигнала управления X_y .

С целью симметрирования управления регулятором значения l_1 и l_2 выбираются одинаковыми для всех фаз соответствующих схем ИО, а l_3 определяется так же, как и для способов ШИУ — НЧ и ЧСИУ — НЧ.

4.2. Регулировочные характеристики электронных регуляторов с низкочастотным импульсным управлением

Основными регулировочными характеристиками тиристорных ЭР с низкочастотным управлением являются зависимости среднего значения мощности $P_{ср} = P_n$ в нагрузке (как выходного параметра регулятора), коэффициента передачи K_p по среднему значению мощности, диапазона изменения и дискретности изменения параметров P_n и K_p от сигнала управления X_y .

Зависимости P_n и K_p от дискретного сигнала X_y описываются дискретными функциями вида (4.1) для способов ШИУ — НЧ и ЧСИУ — НЧ или вида (4.3) для ЧИУ — НЧ либо комбинированного управления.

Значение кванта энергии W_0 , присутствующее в функциональных зависимостях (4.1) и (4.3), определяется из формулы (2.45), которая принимает следующий вид с учетом симметрии управления и схемы ИО регулятора:

$$W_0 = \frac{R_\phi T_y}{2} \sum_{m=1}^3 I_{m \max}^2,$$

где $I_{m \max}$ — амплитуда m -го линейного тока ИО регулятора, зависящая от схем исполнительного органа и включения нагрузки.

Для схем первой группы вида 5, 6 с нулевым проводом ток каждого линейного провода из-за независимости коммутации тиристорov разных фаз определяется отношением фазного напряжения к фазной части нагрузки R_A , R_B или R_C . Поскольку при симметричности нагрузки все части нагрузки и линейные токи одинаковы ($R_A = R_B = R_C$), а также $T_y = T_{y(1)}$, то для этих схем справедливы следующие соотношения:

$$I_{\max} = \sqrt{2} U_n / \sqrt{3} R_\phi; \quad W_0 = I_1 U_n^2 T_c / 2 R_\phi. \quad (4.16)$$

В схеме первой группы вида 10 при аналогичных допущениях амплитуда тока и квант энергии равны:

$$I_{\max} = \sqrt{2} U_n / R_\phi; \quad W_0 = 1,5 I_1 U_n^2 T_c / R_\phi, \quad (4.17)$$

поскольку при включении любого тиристора этой схемы к каждой нагрузке подключается напряжение U_n на время $T_{y(1)}$, определяемое из формулы (4.7).

Для ИО второй группы с зависимой коммутацией тиристорov в любой момент времени напряжение U_n двумя (схемы 5, 6 без нулевого провода) или одним (схемы вида 7, 8) тиристорным ключом подключается к нагрузке с общим сопротивлением $2R_\phi$, и линейные токи протекают только по двум линейным проводам, причем $T_y = T_{y(2)} = = I_2 T_c / 2$. Поэтому искомые соотношения равны:

$$I_{\max} = U_n / \sqrt{2} R_\phi; \quad W_0 = I_2 T_c U_n^2 / 4 R_\phi. \quad (4.18)$$

При реализации импульсного низкочастотного управления в схеме ИО вида 9 линейные токи также протекают лишь по двум проводам, однако напряжение U_n подключается к нагрузке с общим сопротивлением $2R_\phi/3$, поэтому уравнения для I_{\max} и W_0 имеют следующий вид:

$$I_{\max} = 3U_n / \sqrt{2} R_\phi; \quad W_0 = 9I_2 U_n^2 T_c / 8 R_\phi. \quad (4.19)$$

В схемах исполнительных органов третьей группы нет разделения нагрузки на части и ток нагрузки является током одного (схема 11) или двух (схема 12) линейных проводов, причем

$$I_{\max} = U_n \sqrt{2} / \sqrt{3} R_n \quad \text{для схем вида 11}; \quad (4.20)$$

$$I_{\max} = U_n \sqrt{2} / R_n \quad \text{для схем вида 12}. \quad (4.21)$$

При определении мощности P_n в этих схемах формулы (4.1) и (2.45) не всегда справедливы, поскольку форма токов в линейных проводах и, следовательно, значение кванта W_0 зависят от значений I_3 и X_y , причем в разной степени для различных схем ИО и способов ИУ — НЧ.

Импульсы тока в схемах ИО третьей группы являются полусинусоидальными длительностью $T_c/2$ каждый при ШИУ — НЧ в случае $I_3 = 1$ и $X_y = 1$ и при ЧСИУ — НЧ для $I_3 = 1$ независимо от значений X_y , что следует из условий (4.13). Значение W_0 определяется при этом из уравнения (2.45). Импульсы тока могут состоять из кусочно-синусоидальных импульсов двух видов: при условии $X_y I_3 = = 2$ для ШИУ — НЧ и $I_3 = 2$ для ЧСИУ — НЧ и ЧИУ — НЧ независимо от значения X_y . И, наконец, импульсы тока содержат кусочно-синусоидальные импульсы трех видов, если при ШИУ — НЧ выполняется условие $X_y I_3 = 3$, а при остальных способах ИУ — НЧ $I_3 = 3$ независимо от X_y . В соответствии с временными диаграммами на рис. 4.1, в, г они описываются следующими уравнениями:

$$i_{mj}(t) = \begin{cases} I_{\max} \sin \frac{2\pi}{T_c} (t - \Delta\tau_{mi}) & \text{при } \Delta\tau_{mi} \in [t_{1j}; t_{2j}); \\ 0 & \text{при } t - \Delta\tau_{mi} \leq t_{1j} \end{cases} \quad (4.22)$$

где индекс $j = 1, 2, 3$ соответствует каждому виду импульса, а моменты времени t_{1j} и t_{2j} определяются схемой ИО и видом импульса.

Для исполнительного органа вида 11 и импульса тока первого вида (первого в общем импульсе тока длительностью $T_c(2I_3 + 1)/6$)

значения моментов времени t_{1j} и t_{2j} равны:

$$t_{11} = 0; \quad t_{21} = 5T_c/12. \quad (4.23)$$

Для импульсов второго вида с общим числом $l_3 - 2$ соответствующие моменты времени следующие:

$$t_{12} = T_c/12; \quad t_{22} = 5T_c/12 \quad (4.24)$$

и для импульса третьего вида (последнего в общем импульсе тока длительностью $T_c (l_3 + 2)/6$):

$$t_{13} = T_c/12; \quad t_{23} = T_c/2. \quad (4.25)$$

Для ИО вида 12 эти значения моментов времени соответственно равны:

$$\begin{aligned} t_{11} = 0; \quad t_{12} = T_c/6; \quad t_{13} = T_c/6; \\ t_{21} = T_c/3; \quad t_{22} = T_c/3; \quad t_{23} = T_c/2, \end{aligned} \quad (4.26)$$

причем число импульсов второго вида также равно $l_3 - 2$.

В соответствии с формулой (2.45) значение кванта W_0 для схем третьей группы определяется из уравнения:

$$W_0 = I_{\max}^2 R_H [Q_1 + (l_3 - 2) Q_2 + Q_3], \quad (4.27)$$

где I_{\max} определяется из формул (4.20) и (4.21), а значения определенных интегралов Q_1 , Q_2 и Q_3 , с учетом соотношений (4.23) — (4.26), равны:

для исполнительного органа вида 11

$$Q_1 = Q_3 = \int_0^{5T_c/12} \sin^2(\omega_c t) dt = \int_0^{T_c/2} \sin^2(\omega_c t) dt = \frac{T_c}{8} \left(\frac{5}{3} + \frac{\sqrt{3}}{2\pi} \right), \quad (4.28)$$

$$Q_2 = \int_{T_c/12}^{5T_c/12} \sin^2(\omega_c t) dt = \frac{T_c}{2} \left(\frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{4\pi} \right); \quad (4.29)$$

для исполнительного органа вида 12

$$Q_1 = Q_3 = \int_0^{T_c/3} \sin^2(\omega_c t) dt = \int_{T_c/6}^{T_c/2} \sin^2(\omega_c t) dt = \frac{T_c}{2} \left(\frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{8\pi} \right), \quad (4.30)$$

$$Q_2 = \int_{T_c/6}^{T_c/3} \sin^2(\omega_c t) dt = \frac{T_c}{4} \left(\frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{2\pi} \right).$$

Для нахождения соответствующих значений кванта W_0 необходимо в уравнение (4.27) подставить соотношения (4.13), (4.20), (4.21), (4.28),

Таблица 4.1

Номер схемы ИО согласно табл. 2.1	δP_n	K_p	T_p	T_y	P_n	Способ управле- ния
Схемы 1—4 (однофазные)	$\frac{l_1}{n}$	$\frac{Xy l_1}{n}$	$l_1 X_{y \max} \frac{T_c}{2}$	$Xy l_1 \frac{T_c}{2}$	$\frac{Xy l_1}{n} \frac{U_{\phi}^2}{R_n}$	ШИУ
						ЧСИУ
Схема 5	$\frac{\mu_1 l_1}{(\mu_1 + Xy l_1) [\mu_1 + (Xy - 1) l_1]}$	$\frac{\mu_1}{\mu_1 + Xy l_1}$	$(\mu_1 + Xy l_1) \frac{T_c}{2}$	$\mu_1 \frac{T_c}{2}$	$\frac{\mu_1}{\mu_1 + Xy l_1} P_{n.n}$	ЧИУ
						ШИУ
Схема 6	$\frac{1,5 l_2}{n}; \frac{3 l_1}{n}$	$\frac{1,5 Xy l_2}{n}; \frac{3 Xy l_1}{n}$	$(3 l_1 X_{y \max} + 2) \frac{T_c}{6}$	$N l_1 \frac{T_c}{2}$	$\frac{1,5 Xy l_2}{n}$	ЧИУ
						ЧСИУ
Схема 6	$\frac{1,5 \mu_2 l_2}{(3 \mu_2 + Xy l_2) [3 \mu_2 + (Xy - 1) l_2]}$	$\frac{1,5 \mu_2}{3 \mu_2 + Xy l_2}$	$(3 \mu_1 + 2 + Xy l_1) \frac{T_c}{2}$	$3 \mu_1 \frac{T_c}{6}$	$\frac{1,5 \mu_2}{3 \mu_2 + Xy l_2} P_{n.n}$	ЧИУ
						ШИУ
Схема 6	$\frac{1,5 l_2}{n}; \frac{3 l_1}{n}$	$\frac{1,5 Xy l_2}{n}; \frac{3 Xy l_1}{n}$	$[3 X_{y \max} l_2 + k_2 (N - 1)] \frac{T_c}{6} + k_2 (N - 1) \frac{T_c}{6}$	$\left[3 \mu_2 + k_2 \left(\frac{\mu_2}{l_2} - 1 \right) \right] \frac{T_c}{6}$	$\frac{3 N l_1}{n} P_{n.n}$	ШИУ
						ЧСИУ
Схема 6	$\frac{3 \mu_1 [Xy l_1 - (Xy - 1) l_1]}{(3 \mu_1 + Xy l_1) [3 \mu_1 + (Xy - 1) l_1]}$	$\frac{3 \mu_1}{3 \mu_1 + Xy l_1}$	$(3 \mu_2 + 2 + Xy l_1) \frac{T_c}{6}$	$\mu_2 \frac{T_c}{3}$	$\frac{1,5 \mu_1 Xy}{n} P_{n.n}$	ЧИУ
						ШИУ

Схема 7	$\frac{1,5l_2}{n}$	$\frac{1,5Xy_2}{n}$	$[3\mu_2 X_{y \max} +$	$3\mu_2 + k_2 \left(\frac{\mu_2}{l_2} - 1 \right)] \frac{T_c}{6}$	$\frac{1,5Xy_2}{n} P_{n,n}$	ШИУ
			$+ k_2 (X_y - 1)] \frac{T_c}{6}$	$- 1 \left] \frac{T_c}{6}$		ЧСИУ
Схема 8	$\frac{1,5\mu_2 l_2}{(3\mu_2 + X_y l_2) [3\mu_2 + (X_y - 1) l_2]}$	$\frac{1,5\mu_2}{3\mu_2 + X_y l_2}$	$(3\mu_2 + 2 + X_y l_1) \frac{T_c}{6}$	$\mu_2 \frac{T_c}{2}$	$\frac{1,5\mu_2}{3\mu_2 + X_y l_2} P_{n,n}$	ЧИУ
	$\frac{1,5l_2}{n}$	$\frac{1,5Xy_2}{n}$	$[3\mu_2 X_{y \max} +$	$3\mu_2 + k_2 \left(\frac{\mu_2}{l_2} - 1 \right)] \frac{T_c}{6}$	$\frac{1,5Xy_2}{n} P_{n,n}$	ШИУ
Схема 9	$\frac{1,5\mu_2 l_2}{(3\mu_2 + X_y l_2) [3\mu_2 + (X_y - 1) l_2]}$	$\frac{1,5\mu_2}{3\mu_2 + X_y l_2}$	$(3\mu_2 + 2 + X_y l_1) \frac{T_c}{2}$	$\mu_2 \frac{T_c}{2}$	$\frac{1,5\mu_2}{3\mu_2 + X_y l_2} P_{n,n}$	ЧИУ
	$\frac{1,5l_2}{n}$	$\frac{1,5Xy_2}{n}$	$[3X_{y \max} l_2 +$	$3\mu_2 + k_2 \left(\frac{\mu_2}{l_2} - 1 \right)] \frac{T_c}{6}$	$\frac{1,5Xy_2}{n} P_{n,n}$	ШИУ
Схема 10	$\frac{1,5\mu_2 l_2}{(3\mu_2 + X_y l_2) [3\mu_2 + (X_y - 1) l_2]}$	$\frac{1,5\mu_2}{3\mu_2 + X_y l_2}$	$(3\mu_2 + 2 + 2X_y l_2) \times$	$\mu_2 \frac{T_c}{2}$	$\frac{1,5\mu_2}{3\mu_2 + X_y l_2} P_{n,n}$	ЧИУ
	$\frac{3l_1}{n}$	$\frac{3Xy_1}{n}$	$\times \frac{T_c}{6}$	$X_y l_1 \frac{T_c}{2}$	$\frac{3Xy_1}{n} P_{n,n}$	ШИУ
Схема 10	$\frac{3\mu_1 l_1}{(3\mu_1 + X_y l_1) [3\mu_1 + (X_y - 1) l_1]}$	$\frac{3\mu_1}{3\mu_1 + X_y l_1}$	$(3\mu_1 + 2 + X_y l_1) \frac{T_c}{2}$	$\mu_1 \frac{T_c}{2}$	$\frac{3\mu_1}{3\mu_1 + X_y l_1} P_{n,n}$	ЧИУ
						ЧСИУ

Номер схемы ИО согласно табл. 2.1	$\delta P_{\text{н}}$	$K_{\text{р}}$	$T_{\text{р}}$	$T_{\text{у}}$	$P_{\text{н}}$	Способ управле- ния
Схема 11	$\frac{l_3 + (2l_3 - 4) l_3}{nl_3}$	$\frac{1}{nl_3}$	$(2X_{\text{у max}} l_3 + 1) \frac{T_c}{6}$	$(2X_{\text{у}} l_3 + 1) \frac{T_c}{6}$	$\frac{P_{\text{н.п}}}{nl_3}$	ШИУ
	$\frac{b_3 + (2l_3 - 4) l_3}{nl_3}$	$\frac{X_{\text{у}} [b_3 + (2l_3 - 4) l_3]}{nl_3}$	$\frac{2l_3 [b_3 + (\mu_3 - 5) l_3]}{l_3 (\mu_3 + X_{\text{у}} l_3 - 1) [\mu_3 - 1 + 2l_3 (X_{\text{у}} - 1)]}$	$\frac{b_3 + (\mu_3 - 5) l_3}{l_3 (\mu_3 + 2X_{\text{у}} l_3 - 1)}$	$\frac{X_{\text{у}} [b_3 + (2l_3 - 4) l_3]}{nl_3} P_{\text{н.п}}$	ЧСИУ
Схема 12	$\frac{l_3}{n}$	$\frac{1 + b_3 (X_{\text{у}} l_3 - 1)}{nb_3}$	$(X_{\text{у max}} l_3 + 1) \frac{T_c}{6}$	$(X_{\text{у}} l_3 + 2) \frac{T_c}{2}$	$\frac{1 + b_3 (X_{\text{у}} l_3 - 1)}{nb_3} \times P_{\text{н.п}}$	ШИУ
	$\frac{1 + b_3 (l_3 - 1)}{nb_3}$	$\frac{1 + b_3 (l_3 - 1)}{nb_3} X_{\text{у}}$	$(X_{\text{у max}} l_3 + 2) \frac{T_c}{2}$	$(X_{\text{у max}} + 2) \frac{T_c}{6}$	$\frac{1 + b_3 (l_3 - 1)}{nb_3} P_{\text{н.п}}$	ЧСИУ
	$\frac{l_3 [a_3 + (\mu_3 - 4) b_3]}{b_3 [\mu_3 - 2 + l_3 (X_{\text{у}} - 1)]}$	$\frac{a_3 + (\mu_3 - 1) b_3}{b_3 (\mu_3 + X_{\text{у}} l_3 - 2)}$	$(l_3 + X_{\text{у}} l_3) \frac{T_c}{3}$	$\frac{a_3 + (\mu_3 - 4) b_3}{b_3 (\mu_3 + X_{\text{у}} l_3 - 2)} \times P_{\text{н.п}}$		ЧИУ

(4.29), (4.30). Так, для схем вида 11 получим

$$W_0 = \begin{cases} \frac{U_{л}^2 T_c}{6R_n} & \text{при ШИУ — НЧ } (X_y l_3 = 1); \\ & \text{ЧСИУ — НЧ,} \\ & \text{ЧИУ — НЧ } (l_3 = 1); \\ \frac{U_{л}^2 T_c}{3R_n} \left[l_3 \left(\frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{4\pi} \right) + \frac{1}{6} - \frac{\sqrt{3}}{4\pi} \right] & \text{при ЧСИУ — НЧ;} \\ & \text{ЧИУ — НЧ } (l_3 \geq 2); \\ \frac{U_{л}^2 T_c}{3R_n} \left[X_y l_3 \left(\frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{4\pi} \right) + \frac{1}{6} - \frac{\sqrt{3}}{4\pi} \right] & \text{при ШИУ — НЧ } (X_y l_3 \geq 2), \end{cases} \quad (4.31)$$

а для схемы вида 12

$$W_0 = \begin{cases} \frac{U_{л}^2 T_c}{2R_n} & \text{при ШИУ — НЧ } (X_y l_3 = 1); \\ & \text{ЧСИУ — НЧ,} \\ & \text{ЧИУ — НЧ } (l_3 = 1); \\ \frac{U_{л}^2 T_c}{R_n} \left[l_3 \left(\frac{1}{6} + \frac{\sqrt{3}}{4\pi} \right) + \frac{1}{3} - \frac{\sqrt{3}}{4\pi} \right] & \text{при ЧСИУ — НЧ,} \\ & \text{ЧИУ — НЧ } (l_3 \geq 2); \\ \frac{U_{л}^2 T_c}{R_n} \left[X_y l_3 \left(\frac{1}{6} + \frac{\sqrt{3}}{4\pi} \right) + \frac{1}{3} - \frac{\sqrt{3}}{4\pi} \right] & \text{при ШИУ — НЧ } (l_3 \geq 2). \end{cases} \quad (4.32)$$

Для определения значения мощности P_n и коэффициента K_p поставим в уравнения (4.1), (4.3) или (4.5) соответствующие анализируемым схемам ИО и способам импульсного низкочастотного управления зависимости (4.9), (4.10), (4.14) или (4.15) для периода T_p , формулы (4.16) — (4.19), (4.31) или (4.32) для кванта W_0 и значения мощности $P_{п.п}$ из табл. 2.1. Полученные выражения приведены в табл. 4.1.

Диапазон изменения значений P_n и K_p определяется из приведенных в табл. 2.1 соотношений для этих параметров при подстановке в них наибольшего $X_{y \max}$ и наименьшего $X_{y \min}$ значений сигналов управления. Соответствующие значения этих параметров на границах диапазона регулирования также приведены в табл. 2.1.

Определение зависимости абсолютной дискретности регулирования от сигнала управления X_y основано на нахождении соответствующих рассматриваемым схемам ИО и способам управления соотношений вида (4.2). Однако более удобны для анализа зависимости относительной дискретности регулирования, не содержащие в своем составе значений мощности прямого подключения в соответствии с уравнением (2.5). На основании этого уравнения и приведенных в табл. 2.1 соотношений между параметрами P_n , K_p и X_y для различных схем ИО и способов ИУ — НЧ получены функциональные зависимости относительной дискретности регулирования δP_n от сигнала X_y (см. табл. 4.1).

Сравним различные способы ИУ — НЧ и схемы исполнительных органов по полученным соотношениям для основных регулировочных характеристик ЭР. На рис. 4.2 изображены графики зависимостей коэффициента K_p от безразмерного относительного сигнала регулиро-

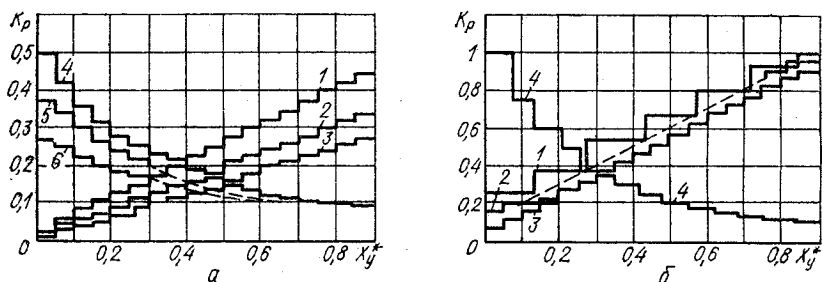


Рис. 4.2

вания $X_y^* = X_y / X_{y \max}$, построенные по соотношениям, взятым из табл. 4.1.

Из графиков следует, что способы ШИУ — НЧ и ЧСИУ — НЧ обеспечивают линейно аппроксимированную регулировочную характеристику регулятора во всем диапазоне регулирования (ломаные линии 1, 2, 3 на рис. 4.2, а) для ИО первой и второй групп или, за исключением начального и конечного участков диапазона, в целом составляющих его незначительную часть, для ИО третьей группы ломаные линии 1, 2, 3 на рис. 4.2, б. Для способов ЧИУ — НЧ характеристика нелинейно аппроксимируема и имеет вид дискретизированной гиперболической функции для любых схем ИО (ломаные линии 4, 5, 6 на рис. 4.2, а, б).

К преимуществам способов ШИУ — НЧ и ЧСИУ — НЧ относятся также постоянство и независимость от сигнала управления периода регулирования T_p , что позволяет эффективно использовать ЭР в составе широко распространенных цифровых систем управления с постоянным циклом работы. При управлении ЭР способами ЧИУ — НЧ необходимо применять системы управления с переменным циклом работы, поскольку период T_p работы регулятора зависит от сигнала управления. Такие системы управления технически более сложны, в них затрудняется синхронизация нескольких одновременно работающих ЭР.

На рис. 4.3 показаны графики зависимостей значений относительной дискретности регулирования δP_i от $X_y / X_{y \max}$. Сравнение этих зависимостей также показывает преимущества способов ШИУ — НЧ и ЧСИУ — НЧ, обеспечивающих равномерную дискретизацию выход-

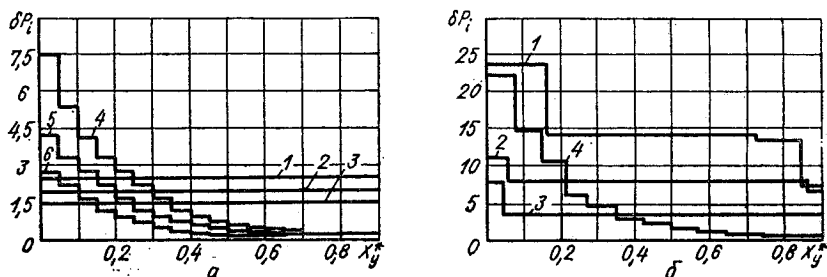


Рис. 4.3

ной мощности регулятора во всем диапазоне регулирования (прямые линии 1, 2, 3 на рис. 4.3, а) для схем ИО первой и второй групп или несущественную неравномерность на первой и последней ступенях характеристик (ломаные линии 1, 2, 3 на рис. 4.3, б) для схем ИО третьей группы, над способом ЧИУ — НЧ, обладающим существенно неравномерной дискретизацией мощности (ломаные линии 4, 5, 6 на рис. 4.3, а, б).

4.3. Энергетические характеристики электронных регуляторов с низкочастотным импульсным управлением

Основным показателем функционирования электронных регуляторов как преобразователей электрической энергии является качество использования этой энергии. Рассмотрим методику определения энергетических коэффициентов для различных способов импульсного низкочастотного управления и схем исполнительных органов, которая основана на расчете действующих значений токов в линейных проводах ИО регуляторов.

В ИО первой и второй групп токи в линейных проводах имеют форму полусинусоидальных импульсов с длительностью, кратной $T_c/2$, поэтому действующее значение тока в цепи m -го линейного провода за время T_p для этих схем равно

$$I_m = I_{m \max} \sqrt{3\mu_m/(2\eta)}, \quad (4.33)$$

где μ_m — суммарное количество импульсов тока длительностью $T_c/2$ в цепи m -й фазы за время T_p ; η — относительная длительность интервала T_p (в отрезках времени $T_c/6$); $I_{m \max}$ — амплитуда линейного тока, определяемая по формулам (4.16) — (4.19).

Подставив в уравнение (2.7) для полной мощности равенство (4.33), с учетом симметричности подключения нагрузки и $m = 3$ получим формулу для расчета полной мощности в ИО первой и второй групп

$$S_n = U_n I_{\max} \sqrt{3(\mu_A + \mu_B + \mu_C)/(2\eta)}. \quad (4.34)$$

При симметричном ИУ — НЧ с схемах ИО первой группы сигналы управления тиристорами и кванты энергии равномерно и одинаково распределяются по всем фазам (линейным проводам) регулятора, поэтому для этих схем справедливо соотношение:

$$\mu_A + \mu_B + \mu_C = \begin{cases} 3X_y I_1 & \text{для ШИУ — НЧ, ЧСИУ — НЧ;} \\ 3\mu_1 & \text{для ЧИУ — НЧ.} \end{cases} \quad (4.35)$$

В схемах ИО второй группы симметричное импульсное управление приводит к следующему соотношению:

$$\mu_A + \mu_B + \mu_C = \begin{cases} 2X_y I_2 & \text{для ШИУ — НЧ, ЧСИУ — НЧ;} \\ 2\mu_2 & \text{для ЧИУ — НЧ,} \end{cases} \quad (4.36)$$

поскольку в любой момент коммутации тиристоры токи протекают только по двум линейным проводам ИО.

Для вывода формул полной мощности и коэффициента k_m при способах ИУ — НЧ в схемах ИО первой и второй групп необходимо в формулы (4.34) и (2.16) подставить уравнение (4.16) или (4.17) для тока I_{\max} , выражение (4.35) и соотношения для мощности в нагрузке P_n , коэффициента K_p и мощности $P_{п.п}$ — из табл. 2.1 соответственно, в результате чего получим искомые уравнения.

Для ИО вида 5, 6 с нулевым проводом они имеют вид

$$S_{п1} = U_{л}^2 \sqrt{K_{p1}} / R_{\phi}; \quad k_{m1} = \sqrt{K_{p1}}, \quad (4.37)$$

а для ИО вида 10

$$S_{п1} = U_{л}^2 \sqrt{3K_{p1}} / R_{\phi}; \quad k_{m1} = \sqrt{3K_{p1}}. \quad (4.38)$$

Применительно к схемам ИО второй группы для получения уравнения полной мощности и коэффициента мощности необходимо в формулы (4.34) и (2.16) подставить соответственно соотношение (4.36), уравнение (4.18) или (4.19) для тока I_{\max} и значения P_n , $P_{п.п}$ и K_{p2} из табл. 2.1; 4.1.

Для ИО вида 5, 6 без нулевого провода и 7, 8 получено

$$S_{п2} = U_{л}^2 \sqrt{K_{p2}} / R_{\phi}; \quad k_{m2} = \sqrt{K_{p2}}, \quad (4.39)$$

а для ИО вида 9

$$S_{п2} = 3U_{л}^2 \sqrt{K_{p2}} / (R_{\phi} \sqrt{2}); \quad k_{m2} = \sqrt{2K_{p2}}. \quad (4.40)$$

Для определения расчетных уравнений полной мощности и коэффициента мощности применительно к ИО третьей группы следует воспользоваться соотношениями, следующими из анализа временных диаграмм на рис. 4.1, *в*, *г* и связывающими действующие значения линейных токов с током нагрузки I_n :

$$I_A^2 + I_B^2 + I_C^2 = I_n^2 \quad \text{для ИО вида 11}; \quad (4.41)$$

$$I_A^2 + I_B^2 + I_C^2 = 2I_n^2 \quad \text{для ИО вида 12}. \quad (4.42)$$

Подставим эти соотношения в уравнения (2.7) и (2.16) с учетом выражений для P_n , K_p и $P_{п.п}$, приведенных в табл. 2.1: для ИО вида 11

$$S_{п3} = \frac{U_{л}^2}{R_n} \sqrt{K_{p3} \left(\frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{4\pi} \right)}, \quad k_{m3} \approx 0,686 \sqrt{K_{p3}}; \quad (4.43)$$

для ИО вида 12

$$S_{п3} = \frac{U_{л}^2}{R_n} \sqrt{6K_{p3} \left(\frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{2\pi} \right)}, \quad k_{m3} \approx 0,955 \sqrt{K_{p3}}. \quad (4.44)$$

Расчет мощности искажения $P_{ис}$ и ее составляющих в соответствии с формулами (2.12), (2.14), (2.15) основан на спектральном анализе линейных токов ИО регулятора, имеющих период регулирования T_p и состоящих из синусоидальных импульсов с длительностью, пропорциональной $T_c/2$ для ИО первой и второй групп или $T_c/6$ для ИО третьей группы. Число импульсов каждой фазы равно числу $X_{ум}$, а каждый i -й импульс смещен относительно начала интервала T_p на время $\Delta\tau_{mi}$.

Поскольку преобразование Фурье обладает свойством линейности, то разложение алгебраической суммы нескольких импульсов тока в гармонический ряд эквивалентно алгебраической сумме разложений каждого импульса. Поэтому действующее значение k -й гармонической составляющей m -го линейного тока ИО регулятора можно определить по формуле

$$I_{mk} = \sqrt{2} |i_{mk}| = \frac{\sqrt{2}}{T_p} \left| \int_0^{T_p} \sum_{i=1}^{X_{ym}} i_{mi}(t) e^{i\psi} dt \right| = \sqrt{2} \left| \sum_{i=1}^{X_{ym}} i_{mki} \right|, \quad (4.45)$$

где i_{mki} — комплексная амплитуда k -й гармонической составляющей i -го импульса m -го линейного тока; $\psi = 2k\pi t/T_p$.

Остановимся на методике определения гармонических составляющих линейных токов, протекающих при ИУ — НЧ в схемах ИО первой и второй групп. Эти токи описываются на интервале времени $\Delta\tau_{mi} \ll t \leq \Delta\tau_{mi} + T_p$, принадлежащем интервалу T_p , уравнением

$$i_{mi}(t) = I_{\max} \sin \omega_c(t - \Delta\tau_{mi})(-1)^{\epsilon_{mi}}. \quad (4.46)$$

В этом уравнении $\epsilon_{mi} = 0$, если фаза i -го импульса равна нулю (импульс имеет положительную полярность) и $\epsilon_{mi} = 1$, если фаза равна π (полярность импульса отрицательная).

Для нахождения модуля комплексной амплитуды I_{mki} воспользуемся соотношением, известным из теории спектров,

$$i_{mki} = \frac{1}{T_p} |\dot{S}_k| = \frac{T_c J_{\max}}{\pi T_p [1 - (kT_c/T_p)^2]} \times \frac{\sin}{\cos} \left| \left[\frac{\pi k l_2 T_c}{2T_p} \right] \right|, \quad (4.47)$$

где \dot{S}_k — комплексный дискретный спектр одиночного синусоидального импульса с длительностью $l_2 T_c/2$ и периодом повторения T_p , начало которого совпадает с началом периода регулирования, т. е. $\Delta\tau_{mi} = 0$. В формуле (4.47) знак \sin соответствует четному l_2 , а знак \cos — нечетному. Для импульса, описываемого уравнением (4.46) при $\Delta\tau_{mi} \neq 0$, комплексный дискретный спектр равен:

$$\dot{S}_k^{\Delta} = \dot{S}_k e^{-j2\pi\Delta\tau_{mi}/T_p}. \quad (4.48)$$

Подставив соотношение (4.47) и (4.48) в формулу (4.45), получаем выражение для k -й гармоники тока:

$$I_{mk} = \frac{\sqrt{2}}{T_p} |\dot{S}_k| \left| \sum_{i=1}^{X_{ym}} (-1)^{\epsilon_{mi}} e^{-j2\pi\Delta\tau_{mi}/T_p} \right|. \quad (4.49)$$

Преобразуем модуль комплексной суммы $\sum_{i=1}^{X_{ym}} (-1)^{\epsilon_{mi}} e^{j2\pi\Delta\tau_{mi}/T_p}$ следующим образом:

$$\begin{aligned} 2\pi\Delta\tau_{mi}/T_p &= \Delta_{mi}; \\ \left| \sum_{i=1}^{X_{ym}} (-1)^{\epsilon_{mi}} e^{-j2\pi\Delta\tau_{mi}/T_p} \right| &= \left| \sum_{i=1}^{X_{ym}} (-1)^{\epsilon_{mi}} \cos \Delta_{mi} - \right. \end{aligned}$$

$$-j \sum_{i=1}^{X_{ym}} (-1)^{emi} \sin \Delta_{mi} \Big| = \left[\sum_{i=1}^{X_{ym}} \cos^2 \Delta_{mi} + \sum_{i=1}^{X_{ym}} \sin^2 \Delta_{mi} + \right. \\ \left. + 2 \sum_{i=1}^{X_{ym}-1} \sum_{q=i+1}^{X_{ym}} (-1)^{emi} (-1)^{emq} \cos \frac{2\pi}{T_p} (\Delta\tau_{mi} - \Delta\tau_{mq}) \right]^{1/2}, \quad (4.50)$$

откуда получаем окончательное выражение для действующего значения k -й гармоники тока:

$$I_{mk} = \frac{V\sqrt{2} T_c I_{\max}}{\pi T_p [1 - (kT_c/T_p)^2]} \left| \frac{\sin \left(\frac{\pi k l_2 T_c}{2T_p} \right)}{\cos \left(\frac{\pi k l_2 T_c}{2T_p} \right)} \right| \times \\ \times \left[X_{ym} + 2 \sum_{i=1}^{X_{ym}-1} \sum_{q=i+1}^{X_{ym}} (-1)^{emi} (-1)^{emq} \cos \frac{2\pi}{T_p} (\Delta\tau_{mi} - \Delta\tau_{mq}) \right]^{1/2}. \quad (4.51)$$

С целью соблюдения корректности разложения токов в ряд Фурье зададимся условием $T_p = lT_c$, при котором полученная формула для I_{mk} будет обязательно обеспечивать определение всех, в том числе и первой, гармонических составляющих. В противном случае период повторения токов будет содержать два и более интервалов T_p , что усложнит процесс анализа. В соответствии с этим условием выражение (4.51) примет вид

$$I_{mk} = \frac{V\sqrt{2} I_{\max}}{\pi l (1 - k^2/l^2)} \left| \frac{\sin \left(\frac{\pi k l_2}{2l} \right)}{\cos \left(\frac{\pi k l_2}{2l} \right)} \right| \times \\ \times \left[X_{ym} + 2 \sum_{i=1}^{X_{ym}-1} \sum_{q=i+1}^{X_{ym}} (-1)^{emi} (-1)^{emq} \cos \frac{2\pi}{lT_c} (\Delta\tau_{mi} - \Delta\tau_{mq}) \right]^{1/2}. \quad (4.52)$$

При подстановке этого соотношения в уравнения (2.14) и (2.15) получим формулы для определения составляющих мощности искажения:

$$P_{\text{ис.вч}} = \frac{U_{\text{л}} V\sqrt{2} I_{\max}}{\pi l} \left\{ \sum_{k=l+1}^{\infty} \frac{\sin^2 \left(\frac{\pi k l_2}{2l} \right)}{\cos^2 \left(\frac{\pi k l_2}{2l} \right) (1 - k^2/l^2)^2} \sum_{m=1}^3 \left[X_{ym} + \right. \right. \\ \left. \left. + 2 \sum_{i=1}^{X_{ym}-1} \sum_{q=i+1}^{X_{ym}} (-1)^{emi} (-1)^{emq} \cos \frac{2\pi}{lT_c} (\Delta\tau_{mi} - \Delta\tau_{mq}) \right] \right\}^{1/2}; \quad (4.53)$$

$$P_{\text{ис.нч}} = \frac{U_{\text{л}} V\sqrt{2} I_{\max}}{\pi l} \left\{ \sum_{k=1}^{l-1} \frac{\sin^2 \left(\frac{\pi k l_2}{2l} \right)}{\cos^2 \left(\frac{\pi k l_2}{2l} \right) (1 - k^2/l^2)^2} \sum_{m=1}^3 \left[X_{ym} + \right. \right. \\ \left. \left. + 2 \sum_{i=1}^{X_{ym}-1} \sum_{q=i+1}^{X_{ym}} (-1)^{emi} (-1)^{emq} \cos \frac{2\pi}{lT_c} (\Delta\tau_{mi} - \Delta\tau_{mq}) \right] \right\}^{1/2}. \quad (4.54)$$

Эти формулы являются базовыми для расчета значений мощности искажения в исполнительных органах первой и второй групп и могут несколько видоизменяться в зависимости от способа импульсного управления и схемы ИО. Так, в схемах первой группы при ШИУ — НЧ и ЧИУ — НЧ ток каждого линейного провода состоит из одного синусоидального импульса длительностью $\mu_1 T_c/2$, т. е. $X_{ym} = 1$ и $l_2 = \mu_1$, а интервалы смещения импульсов равны: $\Delta\tau_{mq} = 0$; $\Delta\tau_{mi} = \Delta\tau_m$; $\Delta\tau_1 = 0$; $\Delta\tau_2 = T_c/3$; $\Delta\tau_3 = T_c/6$; $\varepsilon_{mi} = \varepsilon_m$; $\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = 0$; $\varepsilon_3 = -1$ (рис. 4.1, а). Поэтому формулы (4.53, 4.54) с учетом этих подстановок примут следующий вид:

$$P_{\text{ис.вч}} = \frac{U_{\text{л}} \sqrt{2} I_{\text{max}}}{\pi l} \left\{ \sum_{k=l+1}^{\infty} \frac{\sin^2 \left(\frac{\pi k \mu_1}{2l} \right)}{\cos^2 \left(\frac{\pi k^2 / l^2}{1 - k^2 / l^2} \right)^2} \left(5 - 2 \cos \frac{\pi}{3l} + 2 \cos \frac{2\pi}{3l} \right) \right\}^{1/2}; \quad (4.55)$$

$$P_{\text{ис.нч}} = \frac{U_{\text{л}} \sqrt{2} I_{\text{max}}}{\pi l} \left\{ \sum_{k=1}^{l-1} \frac{\sin^2 \left(\frac{\pi k \mu_1}{2l} \right)}{\cos^2 \left(\frac{\pi k^2 / l^2}{1 - k^2 / l^2} \right)^2} \left(5 - 2 \cos \frac{\pi}{3l} + 2 \cos \frac{2\pi}{3l} \right) \right\}^{1/2}. \quad (4.56)$$

При реализации числоимпульсного управления в схемах первой группы справедливы соотношения $X_{ym} = X_y$; $l_1 = l_2$, в силу чего формулы (4.53) и (4.54) преобразуются к виду

$$P_{\text{ис.вч}} = \frac{U_{\text{л}} \sqrt{2} I_{\text{max}}}{\pi l} \left\{ \sum_{k=l+1}^{\infty} \frac{\sin^2 \left(\frac{\pi k l_1}{2l} \right)}{\cos^2 \left(\frac{\pi k^2 / l^2}{1 - k^2 / l^2} \right)^2} \left[3X_y + 2 \sum_{i=1}^{X_{ym}-1} \sum_{q=i+1}^{X_{ym}} (-1)^{\varepsilon_{mi}} (-1)^{\varepsilon_{mq}} \cos \frac{2\pi}{l T_c} (\Delta\tau_{mi} - \Delta\tau_{mq}) \right] \right\}^{1/2}; \quad (4.57)$$

$$P_{\text{ис.нч}} = \frac{U_{\text{л}} \sqrt{2} I_{\text{max}}}{\pi l} \left\{ \sum_{k=1}^{l-1} \frac{\sin^2 \left(\frac{\pi k l_1}{2l} \right)}{\cos^2 \left(\frac{\pi k^2 / l^2}{1 - k^2 / l^2} \right)^2} \left[3X_y + 2 \sum_{i=1}^{X_{ym}-1} \sum_{q=i+1}^{X_{ym}} (-1)^{\varepsilon_{mi}} (-1)^{\varepsilon_{mq}} \cos \frac{2\pi}{l T_c} (\Delta\tau_{mi} - \Delta\tau_{mq}) \right] \right\}^{1/2}. \quad (4.58)$$

И, наконец, для импульсного управления схемами второй группы эти формулы с учетом соотношения (4.36) примут вид

$$P_{\text{ис.вч}} = \frac{2U_{\text{л}} I_{\text{max}}}{\pi l} \left\{ \sum_{k=l+1}^{\infty} \frac{\sin^2 \left(\frac{\pi k l_2}{2l} \right)}{\cos^2 \left(\frac{\pi k^2 / l^2}{1 - k^2 / l^2} \right)^2} \left[X_y + 3 \sum_{m=1}^3 \sum_{i=1}^{X_{ym}-1} \sum_{q=i+1}^{X_{ym}} (-1)^{\varepsilon_{mi}} (-1)^{\varepsilon_{mq}} \cos \frac{2\pi}{l T_c} (\Delta\tau_{mi} - \Delta\tau_{mq}) \right] \right\}^{1/2}; \quad (4.59)$$

$$P_{\text{ис.нч}} = \frac{2U_{\text{л}} I_{\text{max}}}{\pi l} \left\{ \sum_{k=1}^{l-1} \frac{\sin^2 \left(\frac{\pi k l_2}{2l} \right)}{(1 - k^2/l^2)^2} \left[X_y + \right. \right. \\ \left. \left. + 3 \sum_{m=1}^3 \sum_{i=1}^{X_{ym}-1} \sum_{q=i+1}^{X_{ym}} (-1)^{eml} (-1)^{emq} \cos \frac{2\pi}{lT_c} (\Delta\tau_{mi} - \Delta\tau_{mq}) \right] \right\}, \quad (4.60)$$

где значения X_{ym} определяются из табл. 2.1, в которой нашли отражение все возможные варианты подключения напряжения сети к нагрузке, образованные различным порядком чередования фаз сети и напряжений, первыми подключаемых к нагрузке в течение интервала регулирования.

При гармоническом анализе линейных токов в исполнительных органах третьей группы следует учитывать, что эти токи образуются в результате алгебраического суммирования определенного для каждой фазы количества элементарных импульсов трех видов, описываемых уравнениями (4.22) — (4.26). Поэтому уравнение (4.49) для k -й гармоники тока m -го линейного провода примет следующий вид:

$$I_{mk} = \frac{\sqrt{2}}{T_p} \left[\sum_{i=1}^{n_{m1}} (-1)^{emi1} \dot{S}_{k1}^{\Delta i} + \sum_{i=1}^{n_{m2}} (-1)^{emi2} \dot{S}_{k2}^{\Delta 2i} + \sum_{i=1}^{n_{m3}} (-1)^{emi3} \dot{S}_{k3}^{\Delta 3i} \right], \quad (4.61)$$

где $\dot{S}_{k_p}^{\Delta p i} = A_{k_p}^{\Delta p i} + jB_{k_p}^{\Delta p i}$ — комплексный дискретный спектр i -го импульса p -го вида ($p = 1, 2, 3$), образующая которого смещена на $\Delta\tau_{mip}$ относительно начала интервала T_p ; n_{mp} — количество импульсов p -го вида в токе m -го провода.

Определив $\dot{S}_{k_{pl}}^{\Delta p i}$, подставив полученные значения в уравнение (4.61) и учитывая уравнения (2.24)...(2.26), получаем выражения для мощности искажений в ИО третьей группы:

$$P_{\text{ис.вч}} = \frac{U_{\text{л}} I_0 \sqrt{2}}{lT_c} \left\{ \sum_{m=1}^3 \sum_{k=l+1}^{\infty} \frac{1}{(1 - k^2/l^2)^2} \times \right. \\ \left. \times \left[\sum_{p=1}^3 \sum_{i=1}^{n_{mp}} A_{k_p}^{\Delta p i} (-1)^{emip} + \sum_{p=1}^3 \sum_{i=1}^{n_{mp}} B_{k_p}^{\Delta p i} (-1)^{emip} \right]^{1/2} \right\}; \quad (4.62)$$

$$P_{\text{ис.нч}} = \frac{U_{\text{л}} I_0 \sqrt{2}}{lT_c} \left\{ \sum_{m=1}^3 \sum_{k=1}^{l-1} \frac{1}{(1 - k^2/l^2)^2} \times \right. \\ \left. \times \left[\sum_{p=1}^3 \sum_{i=1}^{n_{mp}} A_{k_p}^{\Delta p i} (-1)^{emip} + \sum_{p=1}^3 \sum_{i=1}^{n_{mp}} B_{k_p}^{\Delta p i} (-1)^{emip} \right]^{1/2} \right\}, \quad (4.63)$$

где $A_{k_p}^{\Delta p i}$ и $B_{k_p}^{\Delta p i}$ — составляющие комплексного спектра [12].

Вычисление коэффициентов мощности искажения заключается в расчете значений $P_{\text{ис.нч}}$ и $P_{\text{ис.вч}}$ по уравнениям (4.55) — (4.60) или

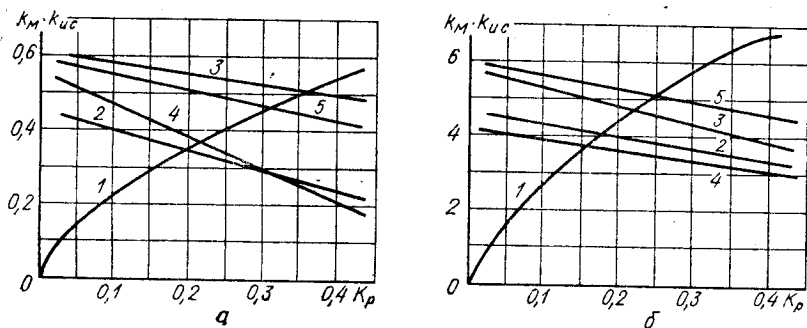


Рис. 4.4

(4.62) и в подстановке их совместно с требуемыми данными из табл. 2.1 и 4.1 в формулы (2.26) для расчета искомых коэффициентов. Из-за громоздкости расчетных формул и большого количества вычислений рационально производить определение $k_{ис}$, $k_{ис.нч}$ и $k_{ис.вч}$ при помощи ЭВМ.

На рис. 4.4 изображены графики зависимостей k_M и $k_{ис}$ от коэффициента K_p , построенные с использованием упомянутых соотношений. При расчетах также соблюдались условия максимально возможного равенства интервалов T_p и значений P_n для одинаковой нагрузки по краям диапазона регулирования для любых способов управления и схем ИО.

Сопоставление этих характеристик показывает, что применение способов ИУ — НЧ в схемах ИО третьей группы позволяет достичь более высоких значений как коэффициентов мощности, так и коэффициентов высокочастотных искажений по сравнению с другими схемами ИО. Значения $k_{ис.нч}$ для всех групп исполнительных органов незначительно отличаются при рассматриваемых способах управления, причем наименьший уровень обеспечивается в схемах всех групп при ЧСИУ — НЧ и ЧИУ — НЧ. Следовательно, использование способов ЧИУ — НЧ и ЧСИУ — НЧ совместно с ИО первой и второй групп улучшает энергетические характеристики тиристорных регуляторов в широком диапазоне регулирования выходного параметра.

4.4. Качественные характеристики электронных регуляторов с низкочастотным импульсным управлением

Рассмотрим особенности анализа качественных характеристик ЭР при использовании перечисленных выше схем ИО и основных способов ИУ — НЧ на базе критериев вида (2.56) и (2.57). За эталонную функцию изменения выходного параметра примем энергию, выделяемую в активной нагрузке линейно во времени, т. е. при постоянстве мгновенных значений выходной мощности, равной среднему значению мощности в нагрузке за время T_p для конкретного сигнала управления X_y или коэффициента K_p :

$$W_{ст}(t) = p_n(t)t = K_p(X_y)P_{п.п}t. \quad (4.64)$$

Методика вычисления значений рассматриваемых критериев определяется особенностями подвода энергии к нагрузке регулятора. В зависимости от количества подводимых в течение T_p квантов энергии все регуляторы (со способами управления и схемами ИО) разделены на два класса. Первый класс составляют ЭР, использующие способы и схемы с обеспечением подвода энергии к нагрузке в течение T_p одним непрерывным квантом независимо от сигнала X_y (способы ШИУ — НЧ и ЧИУ — НЧ для ИО первой и третьей групп), а второй класс — остальные ЭР со схемами и способами управления, при которых энергия подводится несколькими квантами. Для каждого из этих классов применима своя методика расчета критериев.

Рассмотрим особенности определения значений ξ_2 для регуляторов первого класса. Так, для ИО первой группы при ШИУ — НЧ и ЧИУ — НЧ, симметричности нагрузки и управления уравнение для $\omega_n(t)$ имеет вид

$$\omega_n(t) = \int_0^t \sum_{m=1}^3 p_{nm}(t) dt = \int_0^t p_n(t) dt, \quad (4.65)$$

где суммарная мгновенная мощность $p_n(t)$ задается поинтервально в течение T_p следующими функциями:

$$\begin{aligned} 0 & \text{ при } 0 \leq t \leq \tau_s; \\ P_M \sin^2 \Delta\varphi = p_{n1}(t) & \text{ при } 0 < \Delta t \leq t_1; \\ P_M \left[\sin^2 \Delta\varphi + \sin^2 \left(\Delta\varphi - \frac{\pi}{3} \right) \right] = p_{n1}(t) + p_{n2}(t) & \text{ при } t_1 < \Delta t \leq t_2; \\ 3P_M/2 = p_{n1}(t) + p_{n2}(t) + p_{n3}(t) & \text{ при } t_2 < \Delta t \leq t_3; \\ P_M \left[\sin^2 \left(\Delta\varphi - \frac{\pi}{3} \right) + \sin^2 \left(\Delta\varphi - \frac{2\pi}{3} \right) \right] = & \\ = p_{n2}(t) + p_{n3}(t) & \text{ при } t_3 < \Delta t \leq t_4; \\ P_M \left[\sin^2 \left(\Delta\varphi - \frac{2\pi}{3} \right) \right] = p_{n3}(t) & \text{ при } t_4 < \Delta t \leq t_5; \\ 0 & \text{ при } t_5 < \Delta t \leq t_6. \end{aligned} \quad (4.66)$$

В этих уравнениях приняты следующие обозначения:

$$\begin{aligned} P_M = R_{\Phi}^2 j_{\max}^2, \quad \Delta\varphi = \omega_c = \Delta t; \quad \Delta t = t - \tau_s; \quad t_1 = T_c/6; \\ t_2 = T_c/3; \quad t_3 = \mu_1 T_c/2; \quad t_4 = (3\mu_1 + 1) T_c/6; \quad t_5 = T_{n1}; \quad t_6 = T_p - \tau_s, \end{aligned}$$

где τ_s — смещение начала кванта энергии относительно начала интервала T_p с целью симметрирования его расположения относительно центра интервала. Введением смещения τ_s обеспечиваются минимальные возможные значения критериев ξ_2 и ξ_3 для любых значений X_y при выполнении условия (4.64). Значение τ_s определяется соотношением

$$\tau_s = \frac{\eta - 3\mu_1 - 2}{2} \frac{T_c}{6}, \quad (4.67)$$

обеспечивающим смещение кванта на время, точно кратное $T_c/6$ при четном числителе дроби (4.67) и приближенно с точностью до $T_c/12$ при нечетном числителе.

Соотношения для $\omega_n(t)$ определяются подстановкой уравнения (4.66) в формулу (4.65) и последующим интегрированием их по семи временным интервалам:

$$\begin{aligned} \omega_1(t) & \text{ при } 0 \leq t \leq \tau_s; \\ \omega_2(t) & = P_m \left(\frac{\Delta t}{2} - \frac{\sin 2\Delta\varphi}{8\pi} T_c \right) \text{ при } 0 < \Delta t \leq t_1; \\ \omega_3(t) & = P_m \left[\Delta t - \frac{T_c}{12} - \frac{T_c \sin 2 \left(\Delta\varphi - \frac{\pi}{6} \right)}{8\pi} \right] \text{ при } t_1 < \Delta t \leq t_2; \\ \omega_4(t) & = P_m (\Delta t - T_c/6) \frac{3}{2} \text{ при } t_2 < \Delta t \leq t_3; \\ \omega_5(t) & = P_m \left[\Delta t + \frac{\sin 2\Delta\varphi}{8\pi} T_c + \frac{T_c (\mu_1 - 1)}{4} \right] \text{ при } t_3 < \Delta t \leq t_4; \\ \omega_6(t) & = P_m \left[\frac{\Delta t}{2} - \frac{T_c \sin 2 \left(\Delta\varphi - \frac{2\pi}{3} \right)}{8\pi} + \frac{T_c (3\mu_1 - 1)}{6} \right] \text{ при } t_4 < \Delta t \leq t_5; \\ \omega_7(t) & = P_m T_c 3\mu_1/4 \text{ при } t_5 < \Delta t \leq t_6. \end{aligned} \tag{4.68}$$

Для расчета значений ξ_2 необходимо подставить соотношения (4.68) и выражения для K_p и $P_{п.п}$ из табл. 2.1 и 4.1 в уравнение (2.56) и проинтегрировать его по перечисленным пределам. Поскольку квант энергии располагается симметрично относительно центра T_p , то линии $\omega_n(t)$ и $\omega_{э\tau}(t)$ имеют одну точку пересечения при $t = T_p/2$ и подынтегральная функция уравнения (2.56) симметрична относительно этой точки. Поэтому уравнение (2.56) можно переписать в следующем виде:

$$\begin{aligned} \xi_2 & = \frac{2}{P_m T_c^2} \int_0^{T_p/2} |\omega_n(t) - \omega_{э\tau}(t)| dt = \\ & = \frac{2}{T_c^2} \left[Q'_1 \left(0; \frac{T_p}{2} \right) - Q'_2 - Q'_3 - Q'_4 \right], \end{aligned} \tag{4.69}$$

где слагаемые Q'_1, \dots, Q'_4 равны:

$$\begin{aligned} Q'_1 & = \frac{1}{P_m} \int_0^{T_p/2} K_p P_{п.п} t dt = \frac{\mu_1 \eta^2 T_c^2}{64}; \\ Q'_2 & = \frac{1}{P_m} \int_0^{\Delta t_1} \omega_2(t) dt = \frac{T_c^2 (4\pi^2 - 27)}{576\pi^2} \approx 2,2 T_c^2 \cdot 10^{-3}; \end{aligned} \tag{4.70}$$

$$Q_3' = \frac{1}{P_M} \int_{\Delta t_1}^{\Delta t_2} \omega_3(t) dt = \frac{T_c^2 (16\pi^2 - 27)}{576\pi^2} \approx 2,3T_c^2 \cdot 10^{-2};$$

$$Q_4' = \frac{1}{P_M} \int_{\Delta t_2}^{T_H/2} \omega_4(t) dt = \frac{T_c^2 (9\mu_1^2 - 4)}{192}.$$

Подстановкой уравнений (4.70) в формулу (4.69) получаем окончательную формулу для вычисления критерия ξ_2 при ШИУ — НЧ и ЧИУ — НЧ в схемах ИО первой группы:

$$\xi_2^{(1)} = (\mu_1 \eta^2 - 0,316 - 3\mu_1^2)/32. \quad (4.71)$$

Аналогично получаем формулу для вычисления критерия для регуляторов с ИО третьей группы с нулевым проводом (схема вида 11) [14]:

$$\xi_2^{(2)} = [1,96K_p \eta^2 - 7,85n_2^2 - 16,185n_2 - 8,36 - \delta_2(7,85n_2 + 9,68)] 10^{-2} \quad (4.72)$$

и без нулевого привода (схема 12):

$$\xi_2^{(3)} = [2,536K_p \eta^2 - 4,61 - n_3 6,70 - n_3^2 2,54 - \delta_3(3,96 + n_3 2,54)] 10^{-2}. \quad (4.73)$$

При вычислении критериев ξ_2 или ξ_3 для ЭР второго класса зависимости вида (4.69) или (4.72) и (4.73) неприемлемы, так как кванты энергии в общем случае несимметричны относительно центра T_p , а наличие пауз между квантами приводит к нескольким корням уравнения $\omega_n(t) - \omega_{\Sigma T}(t) = 0$, определяющим пределы интегрирования в соотношении (2.56). Аналитически определить эти корни невозможно, поскольку в общем случае решаемое уравнение является трансцендентным. Следовательно, для вычисления значений критериев приходится сочетать аналитические и численные методы решения, что весьма неудобно в инженерной практике.

Поэтому рационально использовать методику машинного расчета критериев, которая при вычислении ξ_2 состоит в следующем. Для численного интегрирования выражения $|\omega_n(t) - \omega_{\Sigma T}(t)|$ в пределах T_p его составляющие задаются следующим образом: функция $\omega_{\Sigma T}(t)$ соответствует выражению (4.64), в котором K_p и $P_{n,p}$ определяются из табл. 2.1 и 4.1. Для определения функции $\omega_n(t)$ интервал T_p разбивается на отрезки, соответствующие расположению квантов в этом интервале при конкретном значении K_p или X_y . Каждый отрезок состоит из интервала коммутации $0 \leq \Delta t \leq T_n$ и паузы. В паузах $\omega_n(t) = 0$, а на интервалах коммутации энергия задается приращениями $\Delta\omega_n(\Delta t)$, определяемыми уравнениями (4.68) для ИО первой группы, уравнениями (2.49) — (2.51) для ИО второй группы и уравнениями (4.23) — (4.28) — (4.30) и (4.68) для ИО третьей группы. В дальнейшем численное интегрирование осуществляется любым известным способом в пределах интервалов, разделяющихся корнями подынтегрального уравнения. Для нахождения этих корней используются методы итерации, а суммарное значение ξ_2 определяется без учета знаков значений интервальных интегралов.

Полученные уравнения и расчетные выражения позволяют построить зависимости критериев ξ_2 или ξ_3 в функции коэффициента передачи K_p для различных способов управления и схем ИО (рис. 4.5). При расчетах соблюдались условия равенства интервалов повторения и значений P_n для одинаковой нагрузки при различных схемах и способах ИУ — НЧ. Из графиков следует, что применение способов ЧСИУ — НЧ (кривые 2, 5) и ЧИУ — НЧ (кривые 4, 6) позволяет достичь минимальных по сравнению с ШИУ — НЧ (кривые 1, 3) значений критериев качества регулирования мощности, в особенности для схем ИО второй группы во всем диапазоне регулирования. Эти результаты сравнения способов и схем в целом совпадают с выводами по сравнительному анализу энергетических характеристик регуляторов.

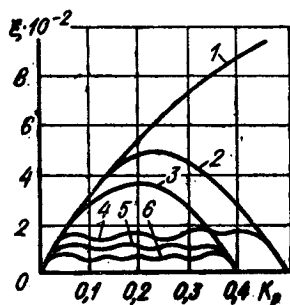


Рис. 4.5

4.5. Динамические характеристики регуляторов с низкочастотным импульсным управлением

Исполнительные органы ЭР с импульсным низкочастотным управлением представляют собой усилительные звенья с чистым запаздыванием, определяемым моментами изменения сигнала управления. Величина этого запаздывания в зависимости от схемы управления может изменяться от длительности периода регулирования T_p до длительности одного полупериода сетевого напряжения.

При введении в схему управления корректирующих воздействий для компенсации быстроизменяющихся возмущений (например, напряжения сети, мощности нагрузки) необходимо накапливать и преобразовывать информацию о величине компенсируемого возмущения, поэтому в таких схемах динамические характеристики регулятора определяются структурой корректирующих связей и способом получения и преобразования информации в них. Чаще всего в системах низкочастотного импульсного управления корректирующий сигнал формируют по отношению к среднему расчетному значению мощности импульса. Этот способ позволяет повысить быстродействие корректирующих цепей, а при необходимости — одновременно осуществлять преобразование корректирующего сигнала в цифровой вид.

При реализации регуляторов с ИУ — НЧ предполагается, что импульс мощности на нагрузку несет определенное количество энергии, рассчитанное исходя из номинальных параметров питающей сети и нагрузки. Учитывая, что теоретический импульс (импульс заданной величины) передает в нагрузку среднюю величину мощности $P_{ср} =$

$$= \frac{1}{T_n} \int_0^{T_n} p(t) dt, \text{ а реальный импульс — } P_{ср,р} = \frac{1}{T_n} \int_0^{T_n} p_p(t) dt, \text{ раз-}$$

ность между этими величинами определяет возможные отклонения

средней мощности за период управления T_y :

$$\sum_{i=1}^n (P_{срi} - P_{ср.рi}) = \sum_{i=1}^n \frac{\pi}{T_n} \int_0^{T_n} [p_i(t) - p_{pi}(t)] dt,$$

где T_n — длительность импульса мощности за период управления T_y ; $p(t)$ и $p_p(t)$ — мгновенные значения теоретического и реального импульсов мощности. Значения T_n и T_y определяются способом управления ИО.

Из этого выражения видно, что, интегрируя разность между мгновенными значениями мощности, характеризующими теоретический и реальный импульсы в течение их длительности, можно получить необходимую информацию о соответствии реального импульса расчетному. Формирование корректирующего сигнала в этом случае можно осуществлять одним из следующих способов:

усреднением величины отклонения с помощью инерционного фильтра;

интегрированием величины отклонения в течение интервала управления (коррекцией первого рода);

интегрированием величины отклонения в течение каждого импульса мощности (коррекцией второго рода).

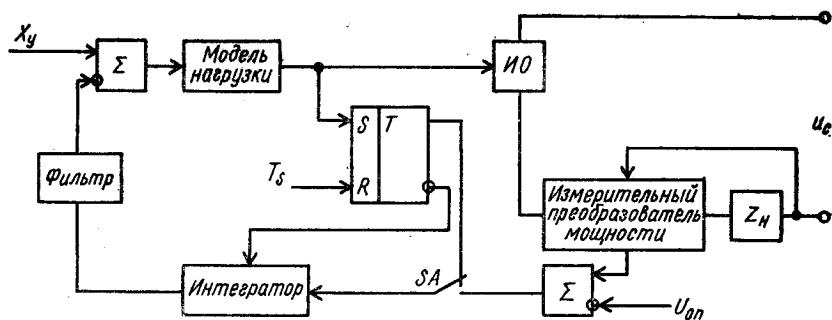
Функциональные схемы устройств, реализующих эти способы, приведены на рис. 4.6.

В схеме рис. 4.6, *а* корректирующий сигнал формируется с помощью фильтра путем усреднения сигнала ошибки. Интегратор после окончания каждого импульса мощности обнуляется.

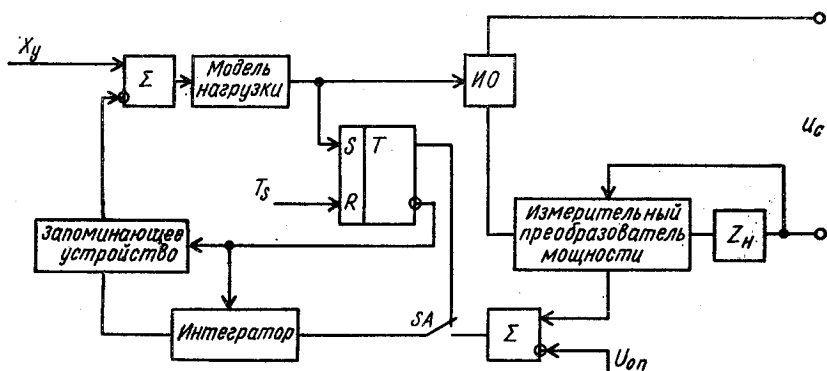
В схеме рис. 4.6, *б* корректирующий сигнал формируется интегратором в течение интервала управления. В момент начала нового интервала управления сигнал интегратора записывается в запоминающее устройство и служит корректирующим воздействием в новом интервале управления, а интегратор обнуляется.

В схеме рис. 4.6, *в* интегратор интегрирует импульсы отклонения до тех пор, пока его выходная величина не достигнет значения $\pm U_{он}$, соответствующего величине минимального теоретического импульса мощности. В этот момент блок компараторов формирует сигнал, который обнуляет интегратор и одновременно поступает в формирователь сигнала управления, добавляя или отнимая минимальную единицу сигнала управления и компенсируя тем самым изменение выходной мощности. Формирование и обработка корректирующего сигнала в этой схеме не связаны с циклом управления и выполняются автономно. Величина колебаний мощности составляет один элементарный импульс в ту или иную сторону относительно заданной величины.

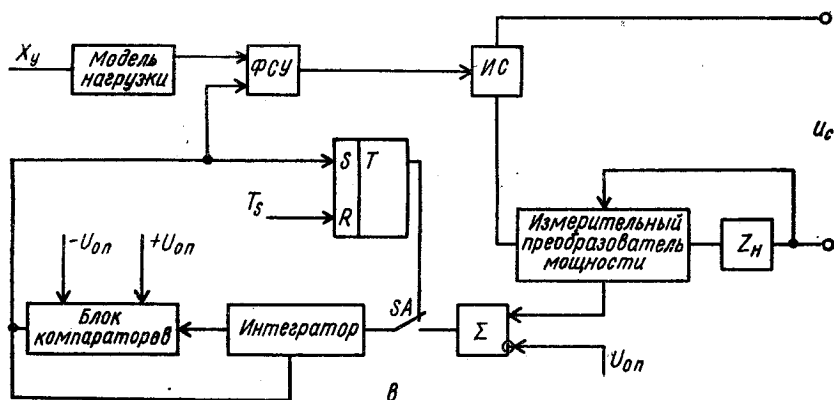
При номинальных значениях величин питающего напряжения и нагрузки регуляторы с ИУ — НЧ представляют собой чисто усиленные звенья. При обработке возмущающих воздействий со стороны регулируемой мощности ЭР с формированием корректирующего сигнала инерционным фильтром представляет собой реальное дифференцирующее звено.



а



б



в

Рис. 4.6

Регулятор с формированием корректирующего сигнала за интервал управления является звеном с чистым запаздыванием, а регулятор с коррекцией по отклонению мощности на один импульс представляет собой усилительное ϵ — инвариантное звено, причем величина ϵ не превышает одного элементарного импульса мощности.

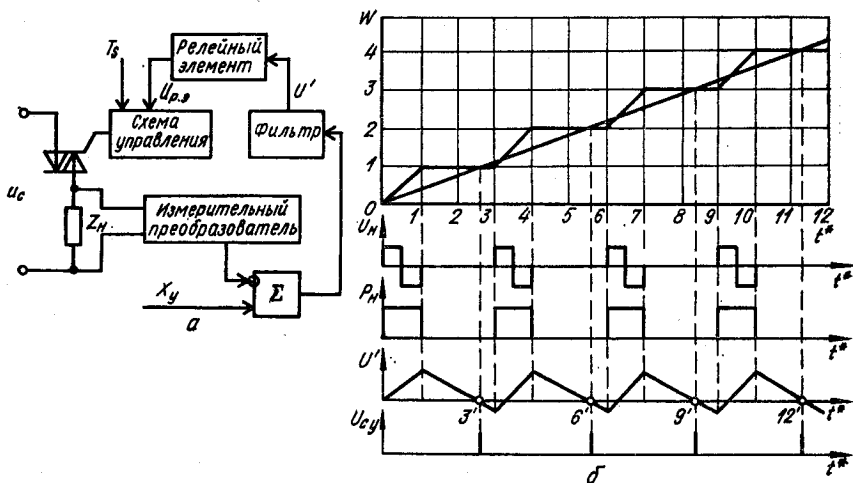


Рис. 4.7

Наиболее часто используется последний вид коррекции, так как регуляторы такого типа не вносят дополнительных динамических ошибок в работу САР и достаточно просто реализуются как в аналоговом, так и в цифровом вариантах. Особенно перспективно построение схем управления такими регуляторами в цифровом виде. При этом преобразование величины мощности отдельного импульса в цифровой код осуществляют с помощью преобразователей напряжения в частоту импульсов (ПНЧ), а интегрируют измеряемую величину с помощью суммирующих или вычитающих счетчиков или накапливающих сумматоров.

Рассмотрим примеры, иллюстрирующие применение способов коррекции выходных регулируемых величин мощности, напряжения, тока.

Тиристорный регулятор с усредняющим фильтром и релейной обратной связью показан на рис. 4.7, а. В зависимости от применяемого измерительного преобразователя эта схема может компенсировать изменение на нагрузке напряжения, тока, мощности.

Рассмотрим квазиустановившиеся процессы при применении в цепи обратной связи реального или идеального (интегрирующего звена с передаточной функцией $W(s) = 1/Ts$). Если измерительный преобразователь измеряет мгновенную мощность, то сигнал на выходе фильтра U' пропорционален отклонению ввода энергии от заданного линейного закона нарастания (см. рис. 2.11) и, следовательно, пропорционален колебаниям регулируемой величины на нагрузке. Размах колебаний сигнала U' также пропорционален размаху регулируемой величины. При применении релейного элемента без гистерезиса диаграммы изменения сигнала U' получаются такими же, как отклонения энергии $\Delta w(t)$. На рис. 4.7, б представлено нарастание энергии, переданной в нагрузку с момента, принятого за нуль. Как только напряжение на входе релейного элемента становится меньше порога его срабатывания (меньше нуля — точки 3, 6, 9, 12), он выдает на схему управле-

ния сигнал для выключения тиристорного ключа, т. е. релейный элемент выполняет роль импульсного элемента ИЭ₁ (рис. 2.5). Однако тиристорный ключ может сработать только в моменты 3, 6, 9, 12, синхронизированные сигналами такта T_s в схеме управления, т. е. схема управления выполняет роль импульсного элемента ИЭ₂ (рис. 2.5).

Включение тиристорного ключа приводит к нарастанию энергии, отданной в нагрузку, а значит, и к увеличению напряжения U' . Схема работает в режиме автоколебаний, размах которых определяется характеристиками фильтра и релейного элемента. Переходные процессы по отработке скачкообразных возмущений регулируемого параметра в основном зависят от передаточной характеристики фильтра. Таким образом, рассмотренная схема формирует управляющие сигналы для тиристорного ИО, т. е. выполняет роль ФСУ и одновременно компенсирует изменения выходного параметра на нагрузке (мощности, напряжения или тока) с динамическими характеристиками, определяемыми передаточными функциями фильтра и релейного элемента. Следует отметить, что регулировочные возможности такой схемы достаточно близки к возможностям фазового управления. При этом полностью ликвидируется дискретность регулировочной характеристики (управляющий сигнал задается в аналоговой форме), а колебания регулируемой величины не превышают максимальные колебания при фазовом регулировании всего в 3,14...7,28 раз [3, 14]. При этом одновременно ухудшаются динамические характеристики регулятора из-за достаточно больших постоянных времени фильтра, включенного в цепь обратной связи.

Регуляторы с коррекцией первого рода отличаются тем, что узлы формирования сигнала управления должны содержать дополнительное устройство приема сигнала X_{oc} и формирования суммарного значения $X_y \pm X_{oc}$ для очередного периода регулирования T_p . Это устройство может представлять собой реверсивный сумматор параллельного либо последовательного вида или реверсивный счетчик в зависимости от способов представления сигналов X_y и X_{oc} . Результат суммирования остается неизменным в течение всего интервала T_p , что определяет дискретность изменения во времени сигнала $X_y \pm X_{oc}$. В дальнейшем ФСУ распределяет $X_y \pm X_{oc}$ квантов энергии по интервалу T_p в соответствии с выбранным законом распределения. В следующем интервале T_p новое значение суммарного сигнала управления будет сформировано по результатам измерения контролируемых параметров в течение данного интервала и т. д.

Недостатком таких устройств ОС является относительно большое запаздывание и невозможность компенсации быстроизменяющихся возмущений или таких, для которых их усредненное значение многократно колеблется в течение T_p , принимая нулевые значения на концах этого интервала или обеспечивая нулевые значения усреднений.

Регуляторы с коррекцией второго рода свободны от этих недостатков. Они обеспечивают наибольшую частоту формирования сигналов X_{oc} . На рис. 4.8, а приведена функциональная схема канала ОС с коррекцией II рода по среднему значению импульса мощности в нагрузке. Мгновенные значения тока $i_n(t)$ и напряжения $U_n(t)$ на нагрузке

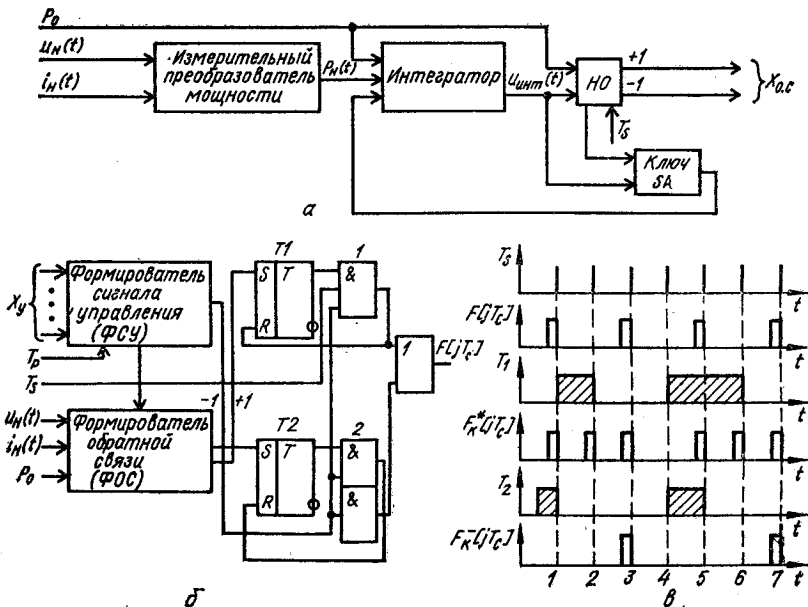


Рис. 4.8

поступают в измерительный преобразователь мощности, формирующий мгновенные значения $p_n(t) = i_n(t) u_n(t)$. Сигнал $p_n(t)$ поступает на интегратор с разрядным ключом SA , формирующий сигнал $u_{\text{инт}}(t)$, пропорциональный интегралу разности текущего $p_n(t)$ и эталонного P_0 значений мощности:

$$u_{\text{инт}}(t) = k_u \int_0^t [p_n(t) - P_0] dt.$$

За время $t = T_p$ на выходе интегратора образуется сигнал, представляющий собой часть среднего значения мощности каждого кванта длительностью T_n . Постепенно, в течение нескольких тактов T_s , напряжение $u_{\text{инт}}(t)$ может обеспечить импульс мощностью P_0 . При этом общая мощность, подключаемая к нагрузке, будет отличаться от требуемой на $+P_0$ при $[-u_{\text{инт}}(t)] = P_0$ или на $-P_0$ при $[+u_{\text{инт}}(t)] = P_0$. Нуль-орган НО выдает соответственно сигналы $X_{\text{о.с}} = 1$ или $X_{\text{о.с}} = -1$ синхронно с тактами T_s , поступающими с ФСУ и вызывающими в ближайших тактах дополнительное подключение (отключение) одного кванта энергии независимо от сигнала X_y . При этом интегратор ключом SA устанавливается в исходное положение и далее процесс повторяется. Операция интегрирования производится лишь в моменты подключения квантов энергии к нагрузке.

Согласование рассмотренного устройства с ФСУ регулятора осуществляется при помощи схемы, изображенной на рис. 4.8, б. Временные диаграммы, характеризующие работу ФСУ при наличии корректора II рода, показаны на рис. 4.8, в. Работает схема согласования следую-

щим образом. В исходном состоянии $X_{oc} = 0$, триггеры $T1$ и $T2$ в состоянии 0, и сигнал $F [jT_s]$ через схему совпадения И1 поступит на выход ФСУ без изменения, т. е. $F_k [jT_s] = F [jT_s]$. Если в j -м такте также формируется $X_{oc} = 1$ (необходимо вычесть один квант энергии), то триггер $T2$ установится в 1 и прохождение ближайшего сигнала через И2 заблокируется. По окончании сигнала триггер $T2$ установится в 0 (см. временные диаграммы $\overline{F_k} [jT_s]$ на рис. 4.8, в для импульса 1).

При формировании $X_{oc} = -1$ (необходимо добавить один квант) $T1$ устанавливается в 1 и сигнал на выходе И1 примет значение 1 только в ближайшем к рассматриваемому такту работы ФСУ без коммутации кванта энергии (т. е. в ближайшем нулевом разряде слова F). При этом на выходе схемы ИЛИ сформируется дополнительный сигнал $F_k^+ [jT_s]$ (импульс 2 на рис. 4.8, в). По окончании этого сигнала $T1$ вновь установится в 0.

Поскольку при выдаче X_{oc} схема корректора автоматически устанавливается в исходное положение, то следующая коррекция работы ФСУ возможна только после формирования новых значений X_{oc} (импульсы 2 и 6 на рис. 4.8, в). В любом случае коррекция выходного параметра производится лишь при условии равенства просуммированного за несколько тактов T_s изменения импульсной мощности значению P_0 .

Возможно создание цепей коррекции непосредственно в структуре ФСУ. Наиболее удобно это использовать при применении преобразователей измеряемого параметра в частоту импульсов с их последующей обработкой в ФСУ.

В качестве узла коррекции II рода можно использовать схему, изображенную на рис. 4.8, а, в которой ключ SA управляется на каждом такте с коммутацией единичным разрядом слова F , а для представления X_{oc} в цифровом виде в качестве нуль-органа используется преобразователь напряжение — код. Для нормального функционирования схемы необходимо соответствующее масштабирование сигнала X_{oc} с учетом диапазона изменения контролируемого параметра и точности его измерения.

Например, при точности измерения импульсной мощности за время T_p , равной 10 %, и диапазоне изменения среднего значения мощности импульса — 40 % диапазон изменения выходного сигнала может составлять от 6 до 14 единиц. Для масштабирования X_{oc} выходной сигнал регулятора суммируется с постоянным двоичным числом, соответствующим нулевому значению выходного сигнала интегратора. В рассмотренном выше примере таким числом является код числа 10. Дискретность преобразования в код должна соответствовать точности измерения контролируемого параметра.

4.6. Формирователи сигнала управления для ИО электронных регуляторов с низкочастотным импульсным управлением

Формирователь сигнала управления, входящий в состав схемы управления электронным регулятором (рис. 1.2), служит для преобразования суммарного сигнала управления $X_y \pm X_{o.c.}$, заданного в цифровом виде, в последовательность импульсов управления F , синхронных с сетевыми напряжениями и распределенных внутри периода регулирования по требуемому закону.

Суммарный сигнал управления состоит из собственного сигнала управления X_y , определяющего уровень выходного параметра ЭР, и сигнала обратной связи $X_{o.c.}$, используемого для коррекции выходного параметра в течение интервала T_p . Если значение сигнала X_y постоянно в течение T_p , то сигнал $X_{o.c.}$ может принимать несколько значений за этот интервал времени в зависимости от способа коррекции выходного параметра.

В общем виде ФСУ можно представить конечным автоматом, на входы которого поступают сигналы управления X_y , обратной связи $X_{o.c.}$ и импульсы такта T_s . Последние определяют моменты формирования выходного сигнала $F [jT_s]$, поскольку каждый такт предназначен для подачи в нагрузку одного кванта энергии:

$$F [jT_s] = \Phi \{X_y; X_{o.c.}; j\}. \quad (4.74)$$

Структура такого автомата и условия его переходов в последующие состояния на каждом из тактов работы T_s определяются требуемым законом распределения сигнала $X_y \pm X_{o.c.}$ по интервалу T_p , состоящему из N тактов длительностью T_s каждый в соответствии с уравнением (2.54). При реализации способов ШИУ — НЧ и ЧСИУ — НЧ значение N постоянно, а для ЧИУ — НЧ и комбинированного управления изменяется в зависимости от сигнала $X_y \pm X_{o.c.}$. В дальнейшем основное внимание будет уделено принципам построения ФСУ для способов управления с постоянным интервалом T_p , т. е. постоянном значении N , которое определяет минимальную величину дискретности управления $1/N$.

На основании сказанного следует, что ФСУ с постоянным интервалом T_p служат для преобразования аналогового или дискретного сигнала $X_y \pm X_{o.c.}$ в N -разрядное двоичное слово $F = \{f_1, f_2, \dots, f_N\}$, причем $X_y \pm X_{o.c.}$ разрядов этого слова равны 1, а значение N не меньше наибольшего значения суммарного сигнала управления. Значение $f_i = 1$ соответствует подаче в нагрузку кванта энергии в момент jT , а значение $f_i = 0$ — отсутствию кванта в этот момент.

Для способов низкочастотного управления формирователь сигнала управления представляет собой управляемый делитель частоты (УДЧ), который делит частоту импульсов синхронизации, вырабатываемых схемой синхронизации СС в моменты перехода сетевого напряжения через нуль, в соответствии с сигналом управления $X_y \pm X_{o.c.}$. В основе работы таких УДЧ лежит соотношение

$$f_{\text{вых}} = k f_{\text{вх}},$$

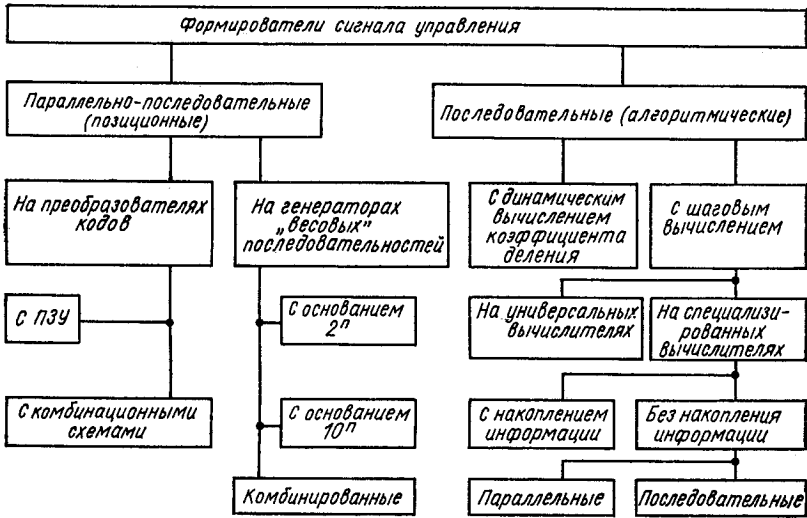


Рис. 4.9

где $f_{\text{вых}} = F$; $f_{\text{вх}} = 1/T_s$; k — коэффициент деления, представляющий собой отношение X_y/N , равен глубине регулирования γ . Величина k представляет собой правильную дробь, изменяющуюся от нуля до единицы при изменении сигнала управления $X_y \pm X_{\text{ос}}$ от 0 до 1 с дискретностью $1/N$.

В качестве основных характеристик ФСУ используют: закон распределения квантов энергии по тактам интервала повторения, т. е. способ реализации функции (4.74); вид представления сигналов X_y и $X_{\text{ос}}$; основное уравнение функционирования, отражающее принцип, на базе которого реализуется данный тип ФСУ; характеристику вход — выход, связывающую число импульсов на входе и выходе устройства; положительную e^+ и отрицательную e^- погрешности работы ФСУ; универсальность, характеризующуюся рядом возможных значений N ; степень централизованности использования ФСУ для нескольких регуляторов; функциональный состав используемой для реализации ФСУ элементной базы и уровень интеграции ее элементов.

Классификация возможных схем ФСУ на основе перечисленных признаков показана на рис. 4.9. Согласно этой классификации все типы ФСУ делятся на две группы: схемы с параллельно-последовательным (позиционным) и последовательным (алгоритмическим) преобразованием сигнала управления X_y в последовательность импульсов для каждого из тактов T_s периода регулирования T_p .

Формирователи параллельно-последовательного преобразования делятся на схемы с преобразователем кодов и схемы с генераторами весовых последовательностей. Первый тип ФСУ выполняется на основе классических комбинационных схем, реализующих требуемое преобразование сигнала управления в соответствующее ему значение слова F , в соответствии с выбранной функцией (4.74). Для последующего

преобразования параллельного слова F в последовательное синхронно с тактами T_s служит N -разрядный регистр сдвига, информационные входы которого поразрядно соединяются с выходами комбинационной схемы, а на тактовый вход подаются импульсы такта. При большой разрядности n слова F такие схемы оказываются довольно громоздкими, что является их недостатком.

Преобразование сигналов $X_y \pm X_{oc}$ в слова F может быть выполнено и на основе постоянного запоминающего устройства (ПЗУ) соответствующей емкости, в которое должны быть записаны все значения слова F . Адресом выборки требуемого значения F будет служить значение сигнала управления. Применяемое ПЗУ должно быть рассчитано на хранение $N (X_{y \max} - X_{y \min})$ бит двоичной информации; аппаратные затраты такой схемы ниже, чем предыдущей, за счет упрощения ПЗУ по сравнению с комбинационной схемой той же разрядности, однако значение N ограничивается разрядностью выходного кода ПЗУ.

Достоинствами ФСУ обоих типов являются высокая скорость преобразования информации и универсальность структуры, позволяющие использовать эти схемы в системах многоканального управления электронными регуляторами как узлы общего пользования, недостатками — большой объем памяти и сложность комбинационных схем при больших значениях N .

Формирователи сигналов управления параллельно-последовательного типа с генераторами весовых последовательностей существенно проще рассмотренных выше схем, в особенности при большой разрядности слова N . Однако они менее универсальны с точки зрения реализуемых функций преобразования и не всегда обеспечивают распределение единичных разрядов по тактам с достижением наилучших режимов работы ЭР. В первую очередь это относится к показателям качественных характеристик регуляторов, в рассматриваемых ФСУ, как правило, не достигается минимум критериев вида (2.54) и (2.56). Однако отклонения от оптимальных законов распределения достаточно невелики, что в сочетании с существенной простотой этих ФСУ не препятствует их широкому распространению в схемах управления.

Принцип построения этих ФСУ состоит в том, что из основной частоты $f_{вх}$ формируется n последовательностей несовпадающих во времени импульсов, частоты которых кратны друг другу с коэффициентом $1/L^i$, где L — основание делителя частоты; i — степень этого основания, принимающая значения $0, 1, 2, \dots (n - 1)$, причем $N = \sum_{i=0}^{n-1} L^i$.

Каждая из них занимает на временной оси определенную позицию, и ее присутствие в суммарном выходном сигнале $f_{вых}$ зависит от значения кода сигнала управления $X_y \pm X_{oc}$:

$$f_{вых} = \frac{f_{вх} X_y}{N} = \frac{f_{вх} (x_0 L^0 + x_1 L^1 + \dots + x_{(n-1)} L^{n-1})}{N},$$

где $x_0, x_1, \dots, x_{(n-1)}$ — значения кода X_y в соответствующем разряде.

Основание деления L определяет принцип формирования i -х частот, по которому ФСУ этого типа делятся на двоичные (при $L = 2$),

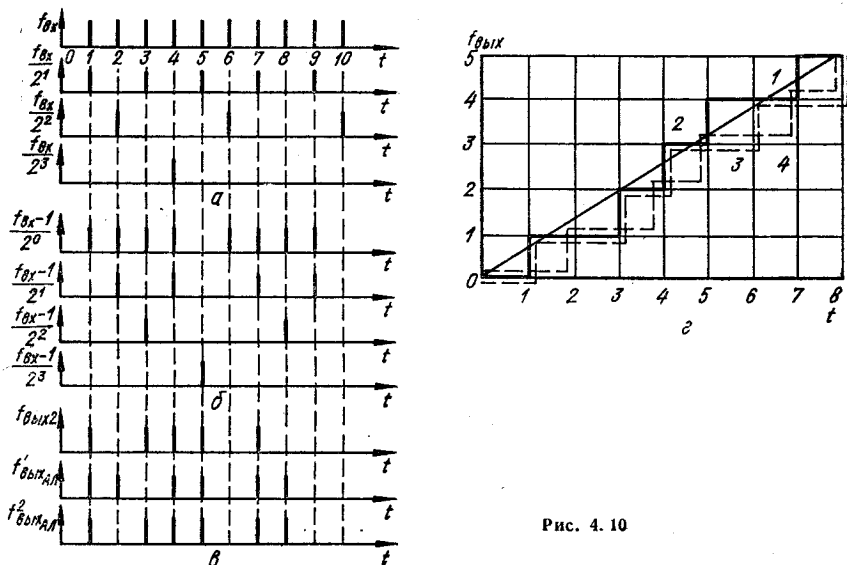


Рис. 4.10

десятичные (при $L = 10$) и комбинированные: двоично-десятичные (при $L = 2 \cdot 10$) и произвольные (при $L = M$, где M — произвольное целое число). На рис. 4.10 показаны примеры временных диаграмм, иллюстрирующих принцип формирования позиционных частот для двоичного (рис. 4.10, а) и десятичного (рис. 4.10, б) ФСУ при $N = 2^8$ и $N = 10^1$ соответственно.

ФСУ последовательного действия делятся на схемы с динамическим определением коэффициента деления и схемы с пошаговым вычислением функции $F [jT_s]$. В первом такте T_s для каждого периода регулирования T_p определяется с точностью до ближайшего большего числа коэффициент деления k . Остаток от деления учитывается в следующем цикле вычислений. Во втором типе ФСУ вычисление функций $F [jT_s]$ производится на каждом шаге T_s , т. е. N раз в течение T_p в соответствии с алгоритмом принятия решения, соответствующим требуемому закону распределения квантов. Вычисление функции $F [jT_s]$ или значения k может выполняться с помощью универсальных или специализированных вычислителей. В качестве универсального вычислительного устройства может использоваться любой вычислитель (микроЭВМ, микропроцессорное устройство и т. д.), работающий в реальном масштабе времени с прерываниями. При этом вычисление алгоритма принятия решения или функции вида (4.74) может рассматриваться для него как вспомогательная задача, поскольку частота выдачи разрядов f_i не превышает нескольких герц или десятков герц, а время на вычисление составляет несущественную часть такта T_s . Оставшееся время такта может использоваться для выполнения других вычислительных операций — например, расчета сигнала обратной связи, синхронизации работы группы регуляторов, линеаризации характеристик датчиков и т. д.

Специализированные вычислители, как правило, работают для ограниченных наборов однотипных алгоритмов принятия решения и не могут использоваться для вычисления функций иного вида. Поэтому их быстродействие в основном выше. Технической базой таких схем могут быть сумматоры последовательного или параллельного типа, а также множительно-делительные устройства на регистрах сдвига. Применение таких схем целесообразно в автономных регуляторах с небольшой разрядностью числа F , для которых сложность дополнительных устройств сопряжения универсальных вычислителей может значительно превысить сложность первых схем.

Следует отметить, что независимо от вида вычислительного устройства алгоритм пошагового вычисления функции (4.74) остается одинаковым и может быть основан, например, на соотношении вида (2.54), в котором принято значение $\xi_1 = 0$.

ФСУ на спецвычислителях могут выполняться с накоплением информации о предшествующих j -му шагу вычисления в течение периода регулирования T_p и без накопления информации, но с хранением информации об ошибке вычисления, определяемой дискретностью регуляторной характеристики. Последние существенно проще, так как максимальный объем хранимой в них информации равен N , в то время как в ФСУ с накоплением информации — N^2 .

По способу технической реализации ФСУ на спецвычислителях могут выполняться на элементах с параллельной обработкой информации (накапливающих сумматорах) и элементах с последовательной обработкой информации (суммирующих и вычитающих счетчиках). Первые — более быстродействующие, но имеют более сложную схему, вторые работают медленнее, но проще по технической реализации.

Существенное влияние на конструкцию формирователей сигнала управления, особенно входных цепей этих схем, оказывает способ представления сигналов управления и обратной связи. Обычным способом представления является параллельное двоично кодированное число, однако могут использоваться и двоично-десятичное, восьмиричное и унитарное кодирования, а также аналоговый сигнал.

Степень централизованности использования ФСУ определяется числом параллельно работающих ЭР или ИО, обслуживаемых одной схемой управления или одним ФСУ. Если несколько регуляторов работают независимо друг от друга, то схема ФСУ каждого из них автономна и не оказывает влияния на работу других ЭР. При синхронной работе группы регуляторов (схем ИО) согласованное формирование слов F по каждому из каналов является эффективным приемом повышения качества использования электроэнергии группой ЭР. Для реализации синхронной работы при нескольких автономных ФСУ возникает потребность в дополнительных узлах согласования работы схем управления, увеличивающих сложность систем в целом. Одним из возможных путей снижения сложности управления и является использование общего ФСУ, обслуживающего группу регуляторов и осуществляющих синхронизацию их работы более простыми техническими решениями.

Влияние функционального состава применяемой элементной базы.

и уровня ее интеграции на проектирование ФСУ в основном проявляется в уровне технических затрат на схему конкретного ФСУ и затрат времени на его проектирование в связи с выбором тех или иных серий интегральной микросхемотехники.

4.7. ФСУ позиционного типа на генераторах весовых последовательностей

В основу работы ФСУ этого типа положен принцип разложения сигнала управления X_y на ряд слагаемых, каждое из которых осуществляет управление подачей энергии в нагрузку с минимальными значениями критериев ξ_i в периоде регулирования T_p .

Сигнал управления X_y , представленный в двоичном коде с разрядностью n , для позиционных ФСУ с основанием 2^n можно записать в виде

$$X_y = x_0 2^0 + x_1 2^1 + \dots + x_{(n-1)} 2^{(n-1)}.$$

В соответствии с этим уравнением можно заключить, что сигнал управления X_y состоит из ряда составляющих, отличающихся друг от друга на весовой коэффициент 2^i . Отсюда же легко получить структурную схему ФСУ.

Эта схема состоит из генератора весовых частот (ГВЧ), построенного на основе соединенных последовательно делителей частоты на 2 (счетных триггерах), каждый разряд которых соединен с соответствующей схемой совпадения (логического умножения), на вход которой поступает требуемый разряд сигнала X_y . На вход ГВЧ поступают импульсы такта T_s , а выходы всех схем совпадения объединены схемой ИЛИ (логического сложения), выход которой является выходом ФСУ.

Генератор ГВЧ генерирует ряд импульсных последовательностей, число которых равно количеству разрядов числа N . Частота каждой последовательности, соответствующей i -му разряду, равна $(T_s 2^{n-1})^{-1}$. При суммировании последовательностей тех разрядов, коэффициенты x_i которых в числе X_y равны 1, на выходе схемы ИЛИ последовательно формируется слово F , содержащее при поступлении на вход N импульсов — $T_s X_y$ импульсов,

$$\sum_{j=1}^N f_j = N \sum_{i=1}^n x_i 2^{-(n-i)}.$$

На этом принципе построена например микросхема К155ИЕ8, выполняющая роль управляемого делителя частоты.

Характеристика вход — выход двоичного позиционного ФСУ, показывающая, сколько импульсов формируется на его выходе на соответствующем такте T_s , может быть наиболее удобно представлена в матричном виде [14]:

$$F = [B] [M]_2 [X_y],$$

где $[B]$ — вектор-строка, определяемая двоичным кодом числа тактовых импульсов T_s , поступивших на вход ГВЧ с момента начала

интервала T_p :

$$[B] = [b_{n-1}, b_{n-2}, \dots, b_0],$$

$[X_y]$ и $[M]_2$ — вектор-столбец кода X_y и матрица двоичных весовых коэффициентов соответственно равны:

$$[X_y] = \begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ x_{n-1} \end{bmatrix}; \quad [M]_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 2^0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 2^1 & 2^0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 2^{n-2} & 2^{n-3} & 2^{n-4} & \dots & 2^0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Число выходных импульсов F позиционного ФСУ определяется как сумма всех значений матрицы $[M]_2$, полученных на пересечении единичных значений b_i и x_i .

Например, для шестиразрядного ФСУ ($n = 6$) с исходными данными $X_y = 41$ и числом импульсов на входе ФСУ $b = 21$ число импульсов F на выходе ФСУ равно:

$$F = [010101] \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 2 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 4 & 2 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 8 & 4 & 2 & 1 & 1 & 0 \\ 16 & 8 & 4 & 2 & 2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

В соответствии с принятой методикой первоначально определяется сумма элементов отмеченных строк (начиная сверху), находящихся на пересечении с отмеченными столбцами, затем результаты суммируются ($F = 0 + 3 + 11 = 14$).

Максимальную положительную и отрицательную погрешности работы ФСУ можно записать как

$$\varepsilon_{\max}^+(n) = \frac{7}{18} + \frac{n}{6} + \frac{(-1)^n}{9 \cdot 2^n};$$

$$\varepsilon_{\max}^-(n) = -\frac{7}{8} - \frac{n}{6} - \frac{(-1)^n}{9 \cdot 2^n}.$$

В случае, если сигнал управления представляется в двоично-десятичном коде, используются позиционные ФСУ с основанием 10^n . Схемы таких ФСУ удобно строить на двоично-десятичных счетчиках.

На рис. 4.11 показаны схема такого ФСУ и временные диаграммы его работы.

Уравнение функционирования десятичного позиционного ФСУ имеет вид

$$F = \frac{1}{10} \sum_{n=0}^{n-1} \{2^0 x_{4n} + 2^1 x_{(4n+1)} + 2^2 x_{(4n+2)} + [2^3 x_{(4n+3)} - 2^2 x_{(4n+3)} x_{(4n+2)} - 2^1 x_{(4n+3)} x_{(4n+1)}]\},$$

где n — показатель степени при основании 10 ($N = 10^n$).

В этом уравнении член в квадратных скобках характеризует число импульсов, вычитающееся из 2^4 , для формирования основания 10 из двоичного кода, что достигается совмещением во времени импульсов последовательности 2^3 с импульсами последовательностей 2^0 , 2^1 и 2^2 (рис. 4.10, б).

Характеристика вход — выход десятичных ФСУ может быть записана аналогично двоичным ФСУ

$$M_{10} = [B]_{10} [M]_{10} [X_y]_{10},$$

где $[B]_{10} = [x_3 x_2 x_1 x_0 (x_3 \wedge x_2) (x_3 \wedge x_1)]$;

$$[M]_{10} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 2 & 1 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 3 & 1 & 1 & 0 & -1 & -1 \\ 4 & 2 & 1 & 0 & -2 & -1 \\ 4 & 2 & 1 & 1 & -2 & -1 \\ 5 & 2 & 1 & 1 & -2 & -1 \\ 6 & 3 & 1 & 1 & -3 & -1 \\ 7 & 3 & 2 & 1 & -3 & -2 \\ 8 & 4 & 2 & 1 & -4 & -2 \\ 8 \cdot 1 & 4 \cdot 1 & 2 \cdot 1 & 1 \cdot 1 & -4 \cdot 1 & -2 \cdot 1 \\ 8 \cdot 2 & 4 \cdot 2 & 2 \cdot 2 & 1 \cdot 2 & -4 \cdot 2 & -2 \cdot 2 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 8 \cdot n & 4 \cdot n & 2 \cdot n & 1 \cdot n & -4 \cdot n & -2 \cdot n \end{bmatrix}; [X_y]_{10} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ x_9 \\ x_{10 \cdot 1} \\ x_{10 \cdot 2} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ x_{10 \cdot n} \end{bmatrix}$$

Вектор-столбец сигнала управления $[X_y]_{10}$ принимает значение 1 на соответствующих номерах десятичных кодов, например при $X_y = 35$ единицы равны x_5 и $x_{10 \cdot 3}$.

Число выходных импульсов F_{10} определяется суммированием всех значений матрицы $[M]_{10}$, полученных на пересечении единичных значений b_i и x_i .

Погрешности и быстродействие десятичных УДЧ несущественно отличаются от двоичных в силу общности их принципов построения.

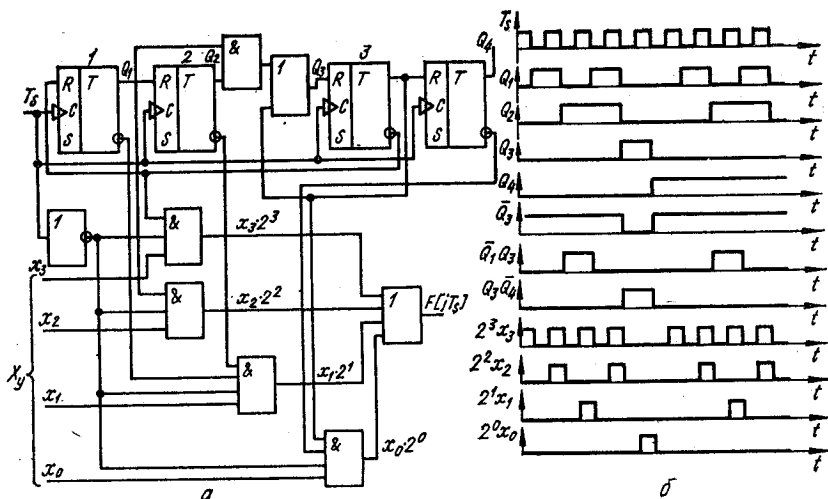


Рис. 4.11

Двоично-десятичные УДЧ строятся как комбинация двух рассмотренных типов УДЧ с целью расширения их универсальности. В основе их работы лежит принцип распределения импульсов внутри десятичного разряда по закону десятичного УДЧ, а импульсов переноса в старший разряд — по закону двоичного УДЧ.

Комбинированные УДЧ с произвольной дискретностью строятся по принципу, аналогичному выше рассмотренному. С помощью логических схем из последовательности частот, формируемых из основной с коэффициентом 2, составляется логическая матрица, выходные параметры которой, как и для рассмотренных случаев, определяются кодом сигнала управления и величиной дискретности. Их динамические характеристики аналогичны рассмотренным схемам, а универсальность ограничена дискретностью, на которую они рассчитаны. Перестройка на другую дискретность практически исключается.

4.8. ФСУ последовательного типа

В формирователях с последовательным преобразованием используются принципы потактового сравнения заданного управляющего воздействия (сигнала X_y и реального сигнала управления F) на выходе ФСУ в предыдущем такте работы, т. е. решение о подаче кванта энергии к нагрузке на каждом такте принимается схемой последовательно во времени и зависит от результатов решения на всех предыдущих тактах интервала регулирования.

Принцип потактового сравнения соответствует соотношению (2.55) при $\xi_1 = 0$, что обеспечивает минимальные значения критериев ξ_2 и ξ_3 [14]. Функция Φ распределения X_y единиц по N разрядом числа F , соответствующая этому способу, носит название функции подходящих дробей. Частично этот принцип распределения исследовался в п. 2.4,

где на рис. 2.11 дана его графическая интерпретация для кванта энергии упрощенной формы. Из графиков и уравнения (2.55) следует, что отклонение текущего значения энергии в нагрузке от эталонного для любого момента времени не превышает значения кванта энергии (функции 3 и 4 на рис. 2.11).

Существенным преимуществом функции распределения Φ является отсутствие ограничений на длительность периода регулирования в зависимости от максимального значения сигнала управления и способа его представления. Поэтому ФСУ на основе функции подходящих дробей отличаются универсальностью и пригодны для любых способов кодирования сигнала управления. Кроме того, длительность T_p может изменяться в процессе работы, что дает дополнительные возможности для использования подобных ФСУ при централизованном управлении группой регуляторов с различными эксплуатационными характеристиками, для введения корректирующей обратной связи на любом такте T_s и существенного снижения инерционности тиристорного регулятора из-за уменьшения времени на компенсацию регулируемого параметра.

Типовая схема ФСУ на основе функции подходящих дробей работает при заданном значении N , характеризующем длительность интервала числом содержащихся в нем тактов T_s , осуществляя потактовое сравнение двух дробей, характеризующих относительные значения сигнала управления на входе и выходе ФСУ.

Первая дробь равна X_y/N , а вторая — a/b , где a — количество единичных значений разрядов слова F с 1-го по b -й разряд; b — текущий номер такта, на котором производится сравнение. В зависимости от того, какая дробь больше на b -м такте, формируется значение $(b + 1)$ -го разряда слова F в соответствии с соотношениями:

$$F_{b+1} = \begin{cases} 1 & \text{при } a/b \leq X_y/N; \\ 0 & \text{при } a/b > X_y/N. \end{cases}$$

Для построения такого ФСУ необходимы два вычислительных устройства, определяющие значение дробей a/b и X_y/N , и устройство сравнения, определяющее на каждом такте T_s соотношение этих дробей.

Поскольку операция деления в цифровом виде реализуется сложнее, чем умножения, эти неравенства можно преобразовать к виду

$$F_{b+1} = \begin{cases} 1, & \text{если } X_y b \geq aN; \\ 0, & \text{если } X_y b < aN. \end{cases}$$

ФСУ, реализующие эти неравенства, относятся к алгоритмическим с накоплением информации, так как в них накапливается и хранится информация о всех предыдущих шагах с начала периода регулирования. Пример ФСУ этого типа приведен на рис. 4.12, а.

Произведения $X_y b$ и aN образуются в двух накапливающих сумматорах $SM1$ и $SM2$ по окончании действия импульсов такта T_s и $F[jT_s]$ соответственно. Работает такой ФСУ следующим образом. В начале периода по сигналу T_p сигнал X_y записывается в регистр RG , а сумматоры обнуляются. На шинах N установлен код периода регули-

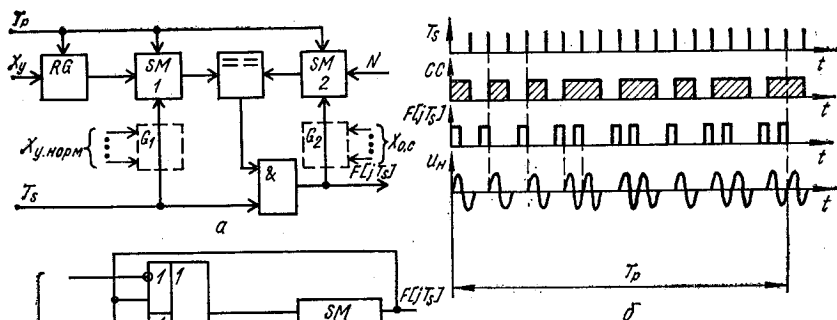


Рис. 4.12

рования. Рассмотрим для определенности случай, когда $X_y = 5$ и $N = 9$. Первый импульс такта T_s проходит через схему И, поскольку на выходе схемы сравнения в соответствии с условием F_{b+1} сформирован сигнал, равный логической 1. По окончании T_s содержимое сумматоров $SM1$ и $SM2$ увеличивается. В $SM1$ записывается $X_y = 5$, т. е.

$S_1(1) = 5$, а в $SM2$ записывается $N = 9$.

После первого такта схема сравнивает содержимое двух сумматоров. Поскольку $S_1(1) < S_2(1)$, то $F(2) = 0$ и увеличения содержимого $SM2$ не происходит, а в $SM1$ образуется число $S_1(2) = 5 + 5 = 10$. После второго такта сравнение $S_1(2)$ и $S_2(2)$ приводит к тому, что $F(3) = 1$. Далее процесс формирования разрядов слова F происходит аналогично, в результате чего за 9 тактов сформируется 5 единичных разрядов, равномерно распределенных по интервалу регулирования. В результате к нагрузке будут подключены 5 квантов энергии таким образом, что отклонение реальной энергии $\omega_n(t)$ от эталонной (линейной), оцениваемое критерием ξ_2 , будет минимальным.

На рис. 4.12, а для простоты не показана схема генераторов импульсов начала периода регулирования T_p , в качестве которой может быть использован делитель частоты импульсов T_s с основанием N , выполненный по любой схеме.

Описанная схема ФСУ соответствует структурной схеме (рис. 2.5), причем из-за высокого быстродействия с параллельными кодами объединяет в себе функции элементов ИЭ1 и ИЭ2. Действительно, тактовый импульс T_s , формируемый в начале каждого полупериода сетевого напряжения, практически без задержки в виде управляющего сигнала $F[jT_s]$ проходит на управление тиристорами ИО, обеспечивая их отпирание также в начале полупериода.

Схему рис. 4.12, а с накопительными сумматорами можно использовать с корректором II рода. Для этого в нее достаточно включить

два генератора $G1$ и $G2$ пачек импульсов, каждый из которых генерирует на своем выходе число импульсов, соответствующее установленным на их параллельных входах кодам при поступлении на тактовый вход одного импульса. Эти генераторы программируются нормирующим сигналом $X_{\text{норм}}$ и сигналом $X_{\text{ос}}$. В исходном состоянии сумматоры очищены, в регистре RG записан код X_y , на шинах N установлен код периода регулирования T_p . Сигналы X_y и $X_{\text{норм}}$ не меняются в течение T_p , а сигнал $X_{\text{ос}}$ может измениться в любом такте работы ФСУ.

Значения $X_{\text{норм}}$ и $X_{\text{ос}}$ определяются следующим образом. Для изменения корректором выходного параметра (средней мощности в нагрузке за время T_p) на $\pm \Delta P_n$ при неизменном коде X_y диапазон изменения $X_{\text{ос}}$ должен соответствовать условию:

$$0 \leq X_{\text{ос}} < 2X_y \Delta P_n / P_n (X_y), \quad (4.75)$$

причем значение $X_{\text{ос min}} = 0$ соответствует наибольшему значению выходного параметра

$$P_{n \text{ max}} = P_n (X_y) + \Delta P_n, \quad (4.76)$$

значение $X_{\text{ос}} = X_y \Delta P_n / P_n (X_y)$ соответствует мощности $P_n (X_y)$ при отсутствии возмущений, а значение $X_{\text{ос max}} = 2X_y \Delta P_n / P_n (X_y)$ соответствует наименьшему значению мощности

$$P_{n \text{ min}} = P_n (X_y) - \Delta P_n. \quad (4.77)$$

С учетом выражений (4.75) — (4.77) значение $X_{\text{норм}}$ равно нормированному значению $X_{\text{ос max}}/2$ и постоянно для любых значений $X_{\text{ос}}$. Такое модифицированное ФСУ отличается повышенной точностью регулирования выходного параметра по сравнению с базовой схемой за счет уменьшения амплитудной и временной дискретностей выходного параметра. Так, шаг квантования P_n по времени составляет не T_p , а T_s , что существенно меньше; шаг квантования мощности по амплитуде снижается от $1/X_y$ до $0,01 X_y / X_{\text{ос}}$.

При поступлении тактового импульса T_s формируется сигнал $f_1 = 1$, так как $S_1(0) = S_2(0) = 0$ и сигнал на выходе схемы сравнения (СС) равен 1. Одновременно включаются генераторы $G1$ и $G2$, формирующие пачки из $X_{\text{норм}}$ и $X_{\text{ос}}$ импульсов соответственно. Под воздействием этих импульсов сумматоры накопят информацию $S_1(1) = X_y X_{\text{норм}}$; $S_2(1) = X_y X_{\text{ос}}$. При сравнении содержимых сумматоров СС формирует сигнал $f_2 = 1$ для $S_1(1) > S_2(1)$. В следующем такте $S_1(2) = 2S_1(1)$; $S_2(2) = X_y [X_{\text{ос}}(1) + X_{\text{ос}}(2)]$. При $S_1(2) < S_2(2)$ запускается только $G1$ и увеличивается содержимое только $SM1$, а $SM2$ не изменяет своего состояния и т. д.

Следовательно, в каждом i -м такте сравнивается содержимое сумматоров, определяемое следующими соотношениями:

$$S_1(i) = iX_y X_{\text{ос}}; \quad S_2(i) = X_y [X_{\text{ос}}(1) + \dots + X_{\text{ос}}(i)],$$

где j — число единичных разрядов слова F в интервале от 1-го до i -го разрядов включительно.

В соответствии с содержимым сумматоров, определяемым уравнениями (4.76), за время T_p к нагрузке будут подключены $X_y + X_{\text{ос}}$

квантов энергии, равномерно распределенных по интервалу T_p в соответствии с функцией подходящих дробей. Пусть $X_y = 9$, $N = 18$ и регулятор должен стабилизировать среднее за время T_p значение мощности в нагрузке, подключенной к выходу регулятора, при $X_y = \text{const}$. Изменение среднего значения мощности каждого кванта длительностью T_n может составлять $\pm 40\%$ от номинала, что измеряется шагом квантования по уровню 10% .

Для перечисленных условий $X_{\text{норм}} = 10$, $X_{\text{ос}} = 0 \dots 14$ в соответствии с уравнениями (4.75) — (4.77). Для $X_{\text{ос}} = 14$ получим $P_n = P_{n \text{ мин}}$, для $X_{\text{ос}} = 10$ — значение $P_n = P_{n \text{ ном}}$ и для $X_{\text{ос}} = 6$ — значение $P_n = P_{n \text{ макс}}$.

При включении схемы $S_1(0) = S_2(0) = 0$ и $f_1 = 1$, после чего $S_1(1) = 9 \cdot 10 = 90$; $S_2(1) = 18 \cdot 10 = 180$. Предположим, что с 2-го такта действует возмущение, равное 20% мощности $P_{n \text{ ном}}$. При этом сигнал обратной связи равен $X_{\text{ос}}(1) = 8$. Поскольку $S_1(1) < S_2(1)$, то $f_2 = 0$ и во 2-м такте увеличивается содержимое только первого сумматора: $S_1(2) = 2S_1(1) = 180$, а $S_2(2) = S_2(1)$. Вследствие равенства новых чисел сумматоров $f_3 = 1$ и в следующем такте $S_1(3) = 3S_2(3)$ и $f_4 = 0$ и т. д. Всего за период регулирования произойдет подключение 11 квантов энергии к нагрузке (см. временные диаграммы на рис. 4.32, б), из которых первый имеет эталонное значение мощности P_0 , а последующие — меньше эталона на 20% каждый, т. е. $0,8P_0$. Суммарное значение средней мощности за время T_p равно требуемому (при $X_y = 9 = \text{const}$):

$$P_n = 0,8P_0 \cdot 10 + P_0 = 9P_0.$$

Следовательно, такой регулятор компенсирует изменение выходного параметра регулятора при любых значениях сигнала управления X_y , обеспечивая повышенную точность и плавность регулирования заданного параметра.

Основным недостатком ФСУ с накоплением информации является большая разрядность накопительных сумматоров. Существенно проще ФСУ без накопления информации. Алгоритм их работы записывается в виде системы неравенств,

$$F_{b+1} = \begin{cases} 1, & \text{если } \frac{X_y}{N} b - a \geq 1; \\ 0, & \text{если } \frac{X_y}{N} b - a < 1. \end{cases} \quad (4.78)$$

Из соотношений (4.78) можно заключить, что максимальное число, которое должно храниться в накопительном сумматоре, составляет N .

Схема параллельного ФСУ, реализующего функции (4.78), приведена на рис. 4.12, в. Она состоит из собственно накапливающего сумматора SM и логической схемы на его параллельных входах, решающей задачу дополнения кода числа N до 2^n . В сумматоре SM при каждом такте T_s производится вычисление выражения $\frac{X_y b_i}{N} - 1$, которое достигается тем, что с каждым импульсом $b_i(T_s)$ в сумматор добавляется число, равное X_y , и тем самым за b входных импульсов T_s вычис-

ляется произведение $X_y b$. Это произведение делится на N путем подбора емкости сумматора, равной $N - 1$. Таким образом, как только произведение $X_y b$ станет равным или больше, чем N , SM переполняется, целая часть выражения $\frac{N_y b_i}{N}$ выталкивается из сумматора (что эквивалентно вычитанию из него числа a), а в сумматоре остается остаток от деления. Таким образом, до следующего такта в сумматоре хранится только остаток, всегда меньший числа N .

Рассмотрим работу схемы подробнее. С приходом каждого тактового импульса T_s в сумматор SM записывается дополнительно к хранящемуся там числу значения сигнала X_y с шин X_y . Код числа N ко входу сумматора не подключен, так как отсутствует сигнал разрешения на соответствующих входах схем запрета. Когда SM переполняется, на выходе его старшего разряда появляется импульс, который, во-первых, поступает на выход схемы в виде сигнала $F [jT_s]$, во-вторых, открывает схемы запрета для записи в SM числа N и соответственно запирает такие же схемы для записи числа X_y . Кроме того, через схему ИЛИ этот импульс поступает на тактовый вход SM , разрешая операцию суммирования числа N с содержимым сумматора. В результате этой операции к содержимому сумматора добавляется число, дополняющее N до величины 2^n . Пусть содержимое сумматора после его переполнения становится равным нулю. Тогда по сигналу переполнения $F [jT_s]$ с выхода сумматора в него записывается число $[(2^n - N) + X_y]$. Следующий тактовый импульс T_s добавляет к этому числу величину X_y . В сумматоре оказывается число $[(2^n - N) + X_y]$. Если оно меньше 2^n , то сигнал на выходе SM отсутствует. Следующий тактовый импульс T_s добавляет к содержимому сумматора число X_y и в нем оказывается число $[(2^n - N) + 2X_y]$. Если оно больше 2^n , то появляется сигнал переноса на выходе старшего разряда сумматора (сигнал $F [jT_s]$), который, во-первых, идет на управление тиристорами ИО, а во-вторых, к оставшемуся числу в сумматоре добавляет с шин N число $2^n - N$. Далее работа повторяется до следующего импульса $F [jT_s]$. Если $N = 2^n$, то начальные условия работы сумматора нулевые и отпадает необходимость в громоздкой входной логике для дополнения N до 2^n . Схема при этом существенно упрощается.

Рассмотрим пример. Пусть $N = 10$; $X_y = 6$. Когда на выходе сумматора появляется единица, а остаток в сумматоре равен нулю, в сумматор записывается число $S(0) = (2^4 - 10) = 6$, работа схемы в новом такте начинается с этим числом в сумматоре SM . Следующий тактовый импульс T_s добавляет в SM число $X_y = 6$, и в сумматоре оказывается записанным число $S(1) = S(0) + X_y = 12$. Сумматор рассчитан на хранение числа 15, поэтому он не переполняется и сигнала выхода нет. Второй синхроимпульс добавляет еще $X_y = 6$. Тогда в сумматоре оказывается число $S(2) = S(1) + X_y = 18$. Это больше емкости сумматора, поэтому единица переноса старшего разряда выталкивается из сумматора, а в сумматоре остается число $S(3) = S(2) - 15 = 3$. К этому числу добавляется с шин N число $2^n -$

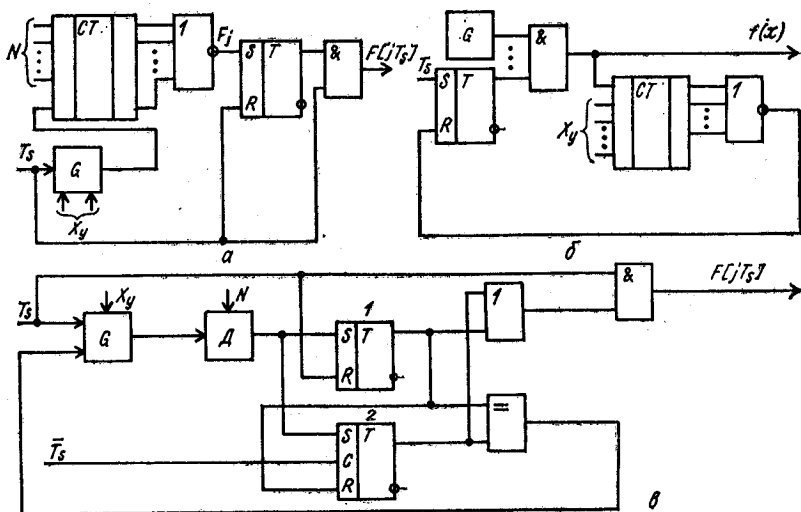


Рис. 4.13

— 1 — N , т. е. 5, и следующий такт начинается с содержимым сумматора, равным 8, и т. д. Таким образом, последовательность импульсов на выходе ФСУ подчиняется закону $\dots 0101101011\dots$, что соответствует их оптимальному распределению согласно критериям (2.54) — (2.57).

Алгоритмический ФСУ последовательного типа приведен на рис. 4.13, а. В этой схеме нет необходимости в дополнении N до 2^n . Формирование числа F производится последовательным выполнением операций согласно условиям (4.78). Схема состоит из генератора пачки импульсов G ; вычитающего счетчика CT ; многоходовой схемы ИЛИ — НЕ; RS -триггера T . В начале работы схемы счетчик CT автоматически устанавливается в нулевое состояние и на выходе элемента ИЛИ — НЕ появляется сигнал логической 1, который устанавливает триггер T в единичное состояние, открывая тем самым схему совпадения И. Этот же сигнал поступает на вход управления записью счетчика CT , записывая в него число N , присутствующее на его параллельных входах. С приходом первого тактового импульса T_s , соответствующего моменту перехода через нуль сетевого напряжения, на выходе схемы И формируется сигнал $f_1 = 1$, переключается триггер T , возвращаясь в нулевое состояние, а также запускается генератор G , формирующий на своем выходе последовательность импульсов числом X_y .

Схема генератора пачки импульсов (рис. 4.13, б) работает следующим образом. По приходу тактового импульса T_s триггер T устанавливается в единичное состояние и сигналом 1 своего прямого выхода открывает по одному входу схему совпадения И для прохождения импульсов с выхода генератора импульсов G на вычитающий вход счетчика CT , в котором предварительно записано число X_y . Содержимое счетчика CT начинает уменьшаться до тех пор, пока он полностью не

установится в нуль; при этом сигнал с выхода схемы ИЛИ — НЕ переключает триггер T в нулевое состояние. Схема совпадения И запирается. Таким образом, количество импульсов на выходе управляемого генератора пачки импульсов G (рис. 4.13, *a*) равно значению сигнала X_y . Эти импульсы вычитаются из содержимого счетчика CT , т. е. выполняется операция $(N - X_y)$. Если $N > X_y$, то в CT остается остаток, дающий на выходе элемента ИЛИ — НЕ сигнал логического 0, и опрокидывание триггера T не происходит, т. е. в данном такте $F_j = 0$. Следующий импульс T опять приводит к срабатыванию генератора G , на выходе которого снова формируется X_y импульсов, т. е. выполняется операция $[(N - X_y) - X_y] = N - 2X_y$. Если $N < 2X_y$, то в момент обнуления счетчика CT на выходе элемента ИЛИ — НЕ появляется сигнал логической 1, который взводит триггер T , перебрасывая его в единичное состояние и подготавливая тем самым к срабатыванию от очередного тактового импульса T_s . Этим же импульсом в счетчик CT опять записывается число N . Остаток числа X_y с выхода G после обнуления счетчика CT вычитается из его нового содержимого N .

Таким образом, выполняется операция $N \frac{a}{b}$, где a — число импульсов на выходе F_j ; b — число тактовых импульсов T_s .

В случае необходимости сигнал управления X_y можно изменить в любой момент внутри периода регулирования, причем так как в счетчике CT хранится информация о предшествующих моменту изменения X_y операциях в виде остатка, точность работы ФСУ не теряется.

Так как операции вычислений производятся с последовательными кодами, сдвиг импульсов F_j относительно T_s становится большим, поэтому в схему введем триггер T , выполняющий роль элемента ИЭЗ (рис. 2.5).

Рассмотренные схемы ФСУ формируют на нагрузке импульсы энергии длительностью в одну полуволну сетевого напряжения. При нечетном числе импульсов F_j в периоде регулирования T_p в нагрузке, а значит и силовой сети, появляется постоянная составляющая, которая ухудшает работу мощных потребителей, особенно если нагрузка подключена к сети через трансформатор. Постоянная составляющая отсутствует, если импульсы энергии состоят из двух полуволн питающего напряжения — положительной и отрицательной. На рис. 4.13, *b* изображена схема, содержащая рассмотренный выше алгоритмический ФСУ последовательного действия.

Работа ее состоит в том, что каждый тактовый импульс T_s запускает генератор пачки импульсов G и одновременно передним фронтом устанавливает D -триггер $T2$ в состояние RS -триггера управления $T1$, а задним фронтом устанавливает триггер $T1$ в исходное состояние (например, нулевое). При этом если триггер $T1$ находится в состоянии логической 1, то схема совпадения И открыта и импульс T_s проходит на выход, что приводит к появлению единицы на выходе $F [jT_s]$ ФСУ и сбросу $T1$ в нуль. Каждый импульс с выхода делителя D , аналогичного описанному (рис. 4.14, *a*), переключает RS -триггер $T1$ и D -триггер $T2$ в единичное состояние. После прихода очередного тактового

импульса T_s триггер $T1$ сбрасывается в нуль, формируя на выходе $F [jT_s]$ импульс, а D -триггер $T2$ остается в прежнем, т. е. единичном, состоянии. Разное состояние триггеров $T1$ и $T2$ вызывает появление на выходе логической схемы «Равнозначность» сигнала запрещения выдачи генератором G пачки импульсов, для чего в схеме генератора пачки импульсов (рис. 4.13, б) выход схемы «Равнозначность» подключается в третий вход схемы совпадения И. При этом в тот полупериод напряжения, когда сигнал $F [jT_s] = 0$, генератор G и счетчик CT в схеме не работают.

После очередного синхроимпульса D -триггер $T2$ переключается в нулевое состояние, при этом снова появляется импульс на выходе $F [jT_s]$, т. е. на выходе $F [jT_s]$ непременно появляются подряд два выходных импульса, что приводит к включению тиристоров в течение двух полуволн. Так как триггеры $T1$ и $T2$ устанавливаются в одинаковое состояние, то на выходе схемы «Равнозначность» появляется единица, снимая запрет с запуска генератора G .

Рассмотренные схемы ФСУ предназначены для работы в однофазной сети. В случае необходимости использовать электронный регулятор в трехфазной сети схема собственно ФСУ практически не изменяется, однако появляется ряд дополнительных элементов, обеспечивающих работу однофазного ФСУ для управления многофазным исполнительным органом. Такая схема (рис. 4.14) работает следующим образом. При появлении сетевого напряжения U_c на шинах A, B и C генератор тактовых импульсов $G1$ генерирует синхроимпульсы T_{st} , совпадающие с моментами переходов через нуль напряжений фаз сети, которые поступают на вход счетчика $CT1$ и на первые входы соответствующих схем совпадения И. Счетчик $CT1$ формирует импульсы синхронизации ФСУ T_s делением частоты входных синхроимпульсов T_{st} на целое число. В данной схеме счетчик $CT1$ обеспечивает бестрансформаторное преобразование максимального среднего напряжения на нагрузку. Так, если коэффициент деления этого счетчика равен 4, то максимальная мощность, подключаемая к нагрузке, будет равна $P_{п.н}/4$.

Импульсы тактовой частоты T_s поступают на вход формирователя F , формирующего период регулирования и вырабатывающего на своем выходе в течение этого периода тактовые импульсы управления, число которых в течение этого интервала равно величине сигнала управления X_y . Каждый тактовый импульс управления на выходе формирователя F коммутирует в нагрузку единичный импульс мощности с длительностью $T_{и}$, кратной длительности полупериода сетевого напряжения. Эти импульсы управления $F [jT_s]$ через схему ИЛИ поступают на вход распределителя RG , чередующего порядок распределения подключения схем совпадения И к входам $G1$ во времени. Одновременно импульсы $F [jT_s]$ поступают на вход S триггера T , устанавливая его в единичное состояние. При этом сигнал с прямого выхода триггера Q поступает на все схемы совпадения И, снимая запрет с их включения. Для включения любой схемы И необходимо совпадение во времени сигналов на всех ее входах. Если в предыдущий момент времени до прихода тактового импульса управления $F [jT_s]$ была подключена схема И3, то после прихода импульса распределитель RG переключится в

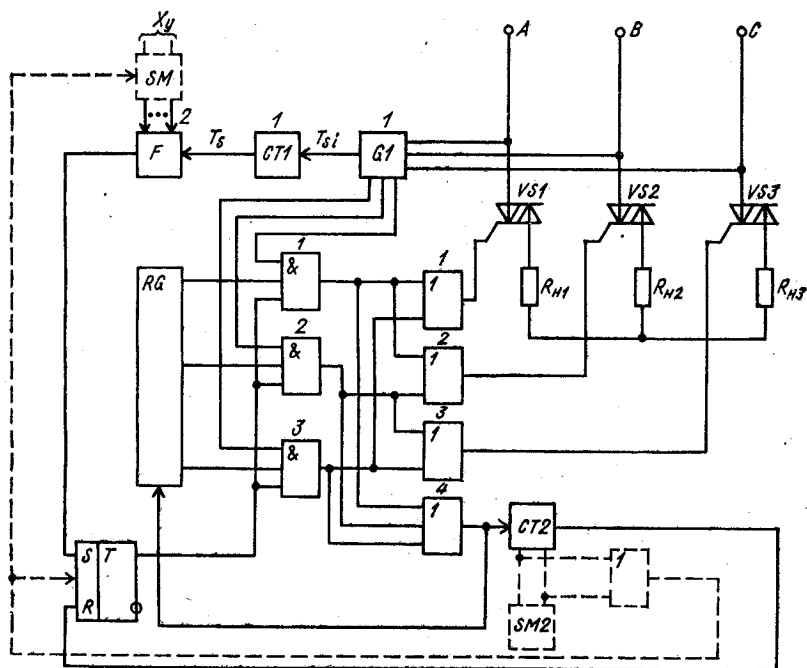


Рис. 4.14

следующее состояние и подключит схему И1, отключив И3. Следующий тактовый импульс управления $F[jT_s]$ подключит схему И2, отключив схему И1 и т. д. В любом случае на выходе каждой из схем И, подключенной в данный момент распределителем RG , последовательно во времени появляются импульсы, синхронные с моментами перехода через нуль напряжений соответствующих фаз сети. Так, при включении схемы совпадения И1 на ее выходе появляются импульсы, синхронные с напряжением U_{AB} сети, на выходе схемы И2 при ее включении — импульсы, синхронные с напряжением U_{BC} , на выходе схемы И3 — импульсы, синхронные с напряжением U_{CA} . Число импульсов в течение интервала T_n между двумя тактовыми импульсами управления $F[jT_s]$ определяется длительностью включенного состояния триггера T , которая, в свою очередь, определяется основанием счета счетчика $CT2$, на вход которого через схему ИЛИ поступают импульсы с выходов схем совпадения. Счетчик $CT2$ подсчитывает число импульсов на выходах этих схем в соответствии с основанием его счета, после чего в момент окончания последнего импульса счета выдает сигнал на установку в нуль триггера T , запирая схемы И и ограничивая число импульсов, пропускаемых в течение интервала T_n . В рассматриваемом случае основание счета счетчика $CT2$ равно двум, что соответствует единичному импульсу мощности T_n длительностью в два полупериода сетевого напряжения $T_c/2$, т. е. $T_n = T_c$.

Импульсы с выходов схем И поступают на входы шифратора на схемах ИЛИ1, ИЛИ2, ИЛИ3, а с их выходов подаются на входы тиристоров $VS1$, $VS2$ и $VS3$. Каждый импульс поступает на входы двух схем ИЛИ из трех, имеющих в шифраторе, включая в течение полупериода сетевого напряжения два вентиля из трех. Например, импульсы на выходе схемы И1, совпадающие по фазе с моментами перехода через нуль напряжения U_{AB} сети, поступают на входы схем ИЛИ1 и ИЛИ2, одновременно включая вентили $VS1$ и $VS2$ и подключая части $R_{н1}$ и $R_{н2}$ к фазам A и B сети в течение одного полупериода сети каждый. Импульсы на выходе схемы И2, синхронизированные с напряжением U_{BC} сети, одновременно поступают на входы вентиляей $VS2$ и $VS3$, подключая части $R_{н2}$ и $R_{н3}$ нагрузки к фазам B и C сети, а импульсы на выходе схемы И3 подключают аналогично части $R_{н3}$ и $R_{н1}$ к фазам C и A сети. В рассматриваемом случае длительность подключения составляет T_c .

Таким образом, устройство осуществляет чередование порядка использования фаз сети и потребления мощности от этих фаз во времени ... $P_{AB} - P_{BC} - P_{CA} - P_{AB} \dots$. Возможен и иной (обратный) порядок подключения фаз, что достигается изменением направления распределителя RG . Одновременно обеспечивается равномерная нагрузка фаз трехфазной сети.

В рассмотренном ФСУ изменение сигнала управления X_y осуществляется только в моменты начала очередного периода регулирования T_p . Так как длительность этого периода определяет дискретность управления $1/N$, то при высокой точности задания X_y длительность составляет достаточно большую величину, составляющую десятки и даже сотни секунд. Это время является чистым запаздыванием ФСУ, поэтому в прецизионных САУ его следует уменьшать до минимума. Если рассмотренную схему дополнить двумя накапливающими сумматорами $SM1$ и $SM2$ и схемой ИЛИ, как показано штрихами на рис. 4.14, то величину запаздывания ФСУ можно существенно уменьшить. При этом в этой схеме вместо X_y и N для управления используются коды X_y^* и N^* , являющиеся старшими разрядами чисел X_y и N соответственно. Теперь ФСУ за период регулирования, равный N^* полупериодов сетевого напряжения, пропускает в нагрузку X_y^* импульсов. Образовавшиеся при этом остатки $(N - N^*2^n)$ и $(X_y - X_y^*2^n)$ запоминаются и учитываются в следующем периоде регулирования путем сложения их с числами N и X_y . Операция выделения старших разрядов и учет младших разрядов в следующем периоде регулирования производится с помощью накапливающих сумматоров $SM1$ и $SM2$.

Рассмотрим работу устройства на конкретном примере при $X_y = 6$, $N = 14$, представленных в десятичном коде. Записав числа X_y и N в виде 06 и 14 соответственно, выделим их старшие разряды $X_y^* = 0$, $N^* = 1$, которые в качестве установок поступают на параллельные входы счетчика $CT2$ и формирователя F соответственно. Первый тактовый импульс с выхода генераторов синхроимпульсов G через делитель на счетчике $CT1$ (примем для простоты его коэффициент деления $k = 1$) поступает на вход формирователя F , содержимое которого рав-

но единице, вычитает эту единицу и на входе формирователя F появляется сигнал, переключающий распределитель RG в следующее состояние и поступающий на тактовые входы накапливающих сумматоров $SM1$ и $SM2$. Однако ни на одном из выходов схем совпадения И1, И2 и И3 сигнал не появляется, так как в счетчике $CT2$ записан нуль, а следовательно, прямой выход D -триггера T находится в нулевом состоянии, запирая эти схемы И. Таким образом, в первый период регулирования, равный одному полупериоду сетевого напряжения, импульс мощности в нагрузку не поступает. Остатки $X_y - X_y^{*2^1} = 6$ и $N_y - N^{*2^1} = 4$ записаны соответственно в накапливающих сумматорах $SM1$ и $SM2$. Сигнал формирователя F поступает на тактовые входы этих сумматоров, при этом выполняются операции сложения: в $SM1$ $14 + 4 = 18$, в $SM2$ $6 + 6 = 12$, и на параллельные входы формирователя F и счетчика $CT2$ поступают старшие разряды этих чисел $X_y^* = 1$ и $N^* = 1$, а остатки $(N - N^{*2^1}) = 8$ и $(X_y - X_y^{*2^1}) = 2$ остаются соответственно в накапливающих сумматорах $SM1$ и $SM2$. В счетчик $CT2$ записывается единица. Единица также с параллельных выходов $SM2$ через схему ИЛИ поступает на информационный вход триггера T .

Второй тактовый импульс T_y вычитает из формирователя F записанную ранее единицу, и появляющийся на его выходе сигнал поступает на распределитель RG , переключая его в следующее состояние, и опрокидывает триггер T в единичное состояние. При этом открывается схема И2 и на управляющие входы тиристоров $VS2$ и $VS3$ поступает сигнал управления, подключая напряжение к нагрузкам $R_{И2}$ и $R_{И3}$.

Сигнал с выхода схемы И2 через схему ИЛИ поступает также на вход счетчика $CT2$, содержимое которого равно 1. Счетчик $CT2$ обнуляется, и сигнал, появляющийся на его выходе, опрокидывает триггер T в нуль, запирая схемы И1, И2 и И3.

Итак, во втором такте управления в нагрузку поступает импульс мощности, что и соответствует коэффициенту деления $k = X_y^*/N^* = 1$.

Этим же сигналом формирователя F , поступающим на тактовые входы сумматоров $SM1$ и $SM2$, в них формируются числа $6 + 2 = 8$ и $14 + 8 = 22$ соответственно. Старшие разряды $X_y^* = 0$ и $N^* = 2$ записываются соответственно в счетчик $CT2$ и формирователь F . Третий и четвертый синхроимпульсы, поступая на вход формирователя F , уменьшают его содержимое до нуля. Но так как в счетчике $CT2$ записан нуль, триггер T находится в нулевом состоянии, схемы И заперты и за время, равное двум полупериодам сетевого напряжения, импульсы мощности в нагрузку не поступают.

Как видно из табл. 4.3, за пять интервалов, максимальный из которых равен двум полупериодам сетевого напряжения, в нагрузку пропускается три полупериода сетевого напряжения из семи, а в сумматорах $SM1$ и $SM2$ записаны нули, т. е. погрешности предыдущих тактов полностью обрабатываются.

Продолжив табл. 4.3, можно определить, что из следующих семи полупериодов сетевого напряжения в нагрузку пройдут три. Таким образом, из 14 полупериодов сетевого напряжения, составляющих

Таблица 4.3

Номер T_p	Номер T_s	Количество пропущенных в нагрузку импульсов	Содержание	
			SM1	SM2
1	1	0	6	4
2	2	1	2	8
3	3,4	0	8	2
4	5	1	4	6
5	6,7	1	0	0

период регулирования T_p , в нагрузку пройдет 6, что и соответствует исходному заданию.

Отметим основную особенность схемы. Так как остаток, состоящий из $(n - 1)$ младших разрядов n -разрядного двоичного слова X_y , не может превышать $2^n - 1$, то сумма этого остатка с данным двоичным словом не может превышать $(2^{n+1} - 1) + (2^n - 1) = 2^{n+1} + 2^n - 2$. Выделение разрядов старше степени $(n - 1)$ эквивалентно делению числа на 2^n . Поэтому старшие разряды $(n$ -й) и $(n + 1)$ -й суммы числа с предыдущим остатком, являющиеся уставкой для счетчика $CT2$ и формирователя F , не могут превышать

$$\frac{2^{n+1} + 2^n - 3}{2^n} = 3 \left(1 - \frac{1}{2^n}\right) < 3.$$

Таким образом, максимальная уставка равна ближайшему меньшему целому числу, т. е. двум. Следовательно, независимо от дискретности регулирования $1/N$ в регуляторе этого типа задержка изменения сигнала управления X_y составляет не более двух полупериодов сетевого напряжения.

Схемы ФСУ для управления регуляторами с ШИУ — НЧ существенно проще, так как в них нет необходимости распределять импульсы мощности в течение периода регулирования T_p по какому-либо оптимальному закону. При ШИУ — НЧ все импульсы управления в количестве, соответствующем сигналу управления X_y , пропускаются подряд друг за другом. ФСУ этого типа по своему принципу действия схожи с генераторами пачки импульсов, принцип которых рассмотрен выше (рис. 4.13, б). Пример схемы ФСУ для ШИУ — НЧ и временные диаграммы ее работы показаны на рис. 4.15. В этой схеме тактовые синхроимпульсы T_s суммируются в счетчике CT и одновременно через схему совпадения $И$, открытую единичным сигналом с выхода триггера T , проходят на выход схемы, формируя последовательность управляющих импульсов $F [jT_s]$. В момент равенства числа накопленных в CT импульсов числу X_y схема сравнения срабатывает, сбрасывая триггер T в нуль, и схема $И$ закрывается. Такое состояние схемы сохраняется до тех пор, пока счетчик CT не переполнится, формируя период регулирования T_p . Тогда импульсом переполнения триггер T опять устанавливается в 1, начиная новый период формирования слова $F [jT_s]$.

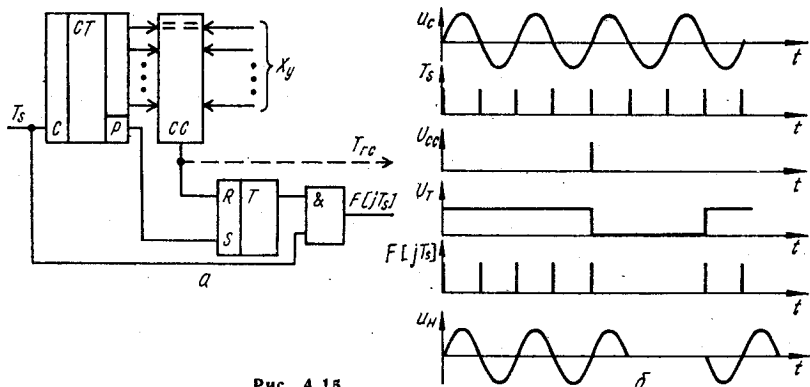


Рис. 4.15

Длительность периода регулирования T_p , определяемая числом N , может быть равна 2^n , а может быть и отлична от этого числа. Следует только помнить, что при $N \neq 2^n$ счетчик СТ следует выбирать с естественным счетом, чтобы в начале каждого интервала T_p его работа начиналась с нулевого состояния.

Применение в ФСУ последовательного типа обратной связи с преобразованием сетевого напряжения в частоту импульсов позволяет существенно уменьшить зависимость выходного напряжения регуляторов от колебаний напряжения сети, практически не усложняя схемы. Пример схемы такого ФСУ с коррекцией второго рода приведен на рис. 4.16. В этой схеме ПНЧ заменяет генератор пачки импульсов, формируя в течение каждого полупериода сетевого напряжения число импульсов, соответствующее величине сетевого напряжения. Рассмотрим работу устройства с момента, когда RS-триггер T находится в нулевом состоянии, а в вычитающем счетчике СТ записан код периода регулирования N . В этот момент приходит очередной тактовый импульс T_s с выхода генератора синхроимпульсов G . Этот импульс служит только для синхронизации работы ИО с началом полупериода сетевого напряжения, включение которого определяется, как отмечалось выше, только состоянием триггера T , т. е. выполняет роль импульсного элемента ИЭ2 (рис. 2.5).

В начале каждого полупериода сетевого напряжения ПНЧ начинает формировать на своем выходе импульсы, число и частота которых определяются величиной сетевого напряжения и сигналом управления X_y . При нулевом управляющем сигнале ($X_y = 0$) сумма напряжений на выходе аналогового сумматора равна нулю и на выходе ПНЧ импульсы отсутствуют. Состояние счетчика СТ не изменяется, и импульсы на управление тиристорами ИО не проходят. Параметры схемы подбираются так, что при максимальном сигнале управления и номинальном сетевом напряжении число импульсов, генерируемых ПНЧ в течение полупериода сетевого напряжения, равно величине кода периода регулирования N на входных шинах счетчика. Поэтому в конце каждого полупериода сетевого напряжения счетчик СТ2 устанавливается в нулевое состояние импульсами с выхода ПНЧ. При этом в триггер T им-

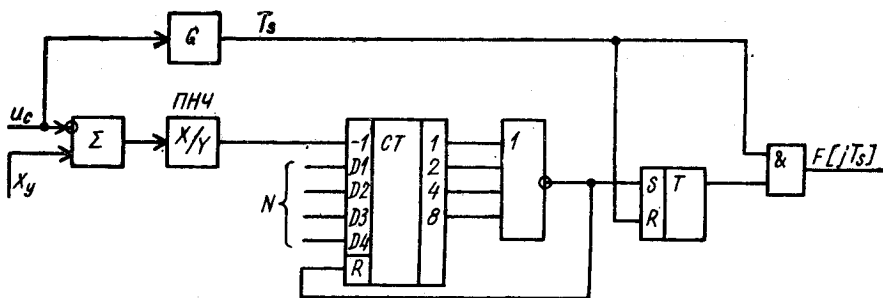


Рис. 4.16

пульсом заема с выхода схемы ИЛИ — НЕ записывается единица, приводящая к формированию очередным синхροимпульсом импульсов запуска тиристоров ИО, и этим же импульсом в счетчик *СТ* опять записывается код числа *N*.

Любое изменение сигнала управления приводит к изменению напряжения на выходе сумматора, а значит, и к изменению числа импульсов на выходе ПНЧ. Например, при $X_y = 0,5X_{y \max}$, $N = 100$ и номинальном сетевом напряжении на выходе ПНЧ каждый полупериод формируется 50 импульсов. Поэтому после первого полупериода из счетчика *СТ*, в котором вначале было записано число $N = 100$, вычитается 50 импульсов. Триггер *T* не изменяет своего состояния, и сигнал на выход не проходит. После второго полупериода *СТ2* обнуляется, фиксируя сигнал на управление тиристором, и далее цикл повторяется. Таким образом, к нагрузке пропускается половина импульсов сетевого напряжения, что соответствует заданной величине сигнала X_y .

Изменение напряжения сети в схеме эквивалентно изменению входного сигнала, но с противоположным знаком. Например, увеличение напряжения сети приводит соответственно к уменьшению управляющего сигнала и наоборот. Так, увеличение напряжения сети в рассмотренном выше примере на 10 % эквивалентно уменьшению частоты ПНЧ, т. е. на его выходе формируется меньшее число импульсов. А это, в свою очередь, приводит к уменьшению числа импульсов, подключаемых к нагрузке. При уменьшении напряжения сети частота следования импульсов увеличивается, обеспечивая тем самым компенсацию сетевого напряжения.

Аналогичный принцип компенсации изменений сетевого напряжения можно использовать и в последовательных ФСУ с динамическим определением коэффициента деления частоты тактовых импульсов T_s (рис. 4.17). Рассмотрим работу этой схемы с момента, когда триггер *T* и делитель на счетчике *СТ2* обнулен. На выходе ИЛИ — НЕ, фиксирующей обнуленное состояние счетчика *СТ2*, единица и схема И2 открыта для прохождения очередного тактового импульса T_s . Этот импульс проходит на управление тиристорным ключом и одновременно устанавливает в единичное состояние триггер *T*, при этом схема совпадения И1 открывается и импульсы с выхода ПНЧ через нее поступают на вход счетчика *СТ1*, также работающего в режиме делителя частоты,

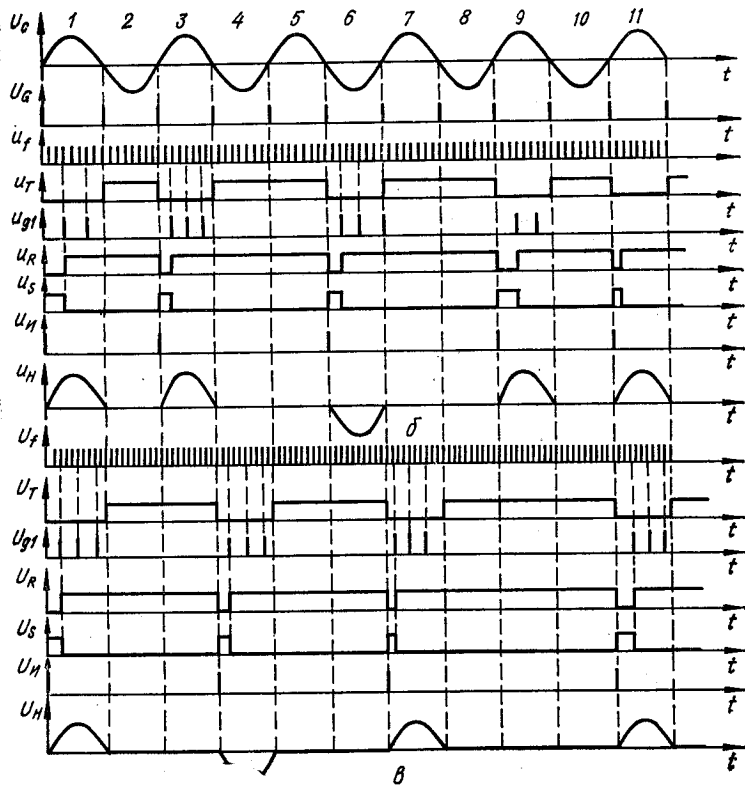
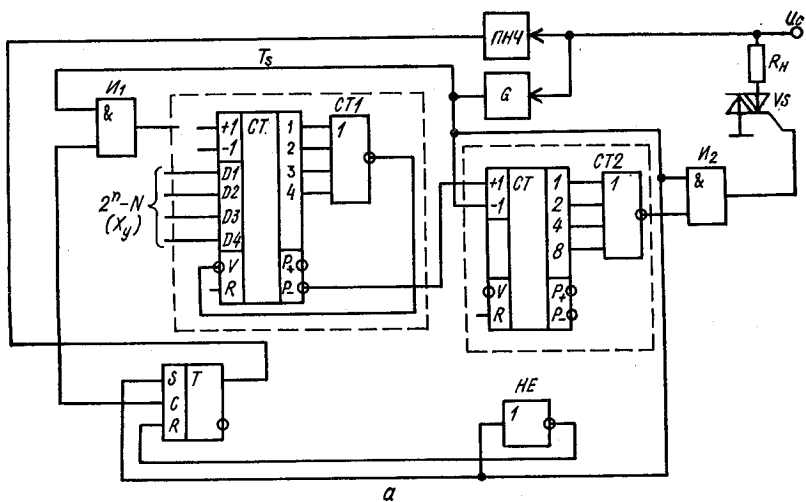


Рис. 4.17

где их число делится на величину X_y . Число импульсов на выходе ПНЧ, как и в предыдущей схеме, за полупериод сетевого напряжения при его номинальной величине равно числу N . Таким образом, число импульсов на выходе $CT2$ за полупериод сетевого напряжения равно целой части числа N/X_y . Дробный остаток учитывается в следующих операциях деления. Это число импульсов поступает на счетный вход счетчика $CT2$, программируя его коэффициент деления, подобно тому как программируется коэффициент деления в счетчике $CT1$ числом X_y , присутствующим на его параллельных входах. Так как $N/X_y \geq 1$, то к концу полупериода в счетчике $CT2$ оказывается записано число, не меньшее 1. Это приводит к переключению схемы ИЛИ — НЕ и появлению на ее выходе сигнала логического 0. Входы S и R триггера T инвертируются ($S = 0, R = 1$), и в момент прихода следующего тактового импульса T_s триггер опрокидывается, запирая схему совпадения И1. ПНЧ отключается от входа делителя на $CT1$, исключая программирование этим делителем делителя на счетчике $CT2$ до восстановления состояния триггера T .

Тактовые импульсы поступают на вход счетчика $CT2$ и каждый из них вычитает единицу из записанного после цикла программирования в $CT2$ числа $[N/X_y]$, где скобки означают целую часть числа. Когда на вход поступит $[N/X_y]$ тактовых импульсов, $CT2$ обнуляется, на выходе схемы ИЛИ — НЕ появляется единица, которая, во-первых, открывает схему И2 и, во-вторых, готовит к переключению триггер T . Далее с приходом очередного синхроимпульса цикл работы повторяется. Таким образом, импульсы на выходе схемы появляются с частотой $f_c X_y / N$, т. е. частота следования импульсов мощности на нагрузке прямо пропорциональна величине сигнала управления X_y . Так как остаток от деления N/X_y учитывается в последующих циклах, то первоначальная информация не теряется.

Если напряжение сети увеличивается, то число импульсов с выхода ПНЧ за полупериод возрастает на величину ΔN . При этом $(N + \Delta N)/X_y$ увеличивается, а частота импульсов управления тиристорами уменьшается, что компенсирует увеличение напряжения сети.

Рассмотрим пример. Пусть $N = 8, X_y = 3$ (см. рис. 4.17, б, в). Рассмотрим начало цикла управления с обнуленного состояния счетчика $CT2$. При этом логические сигналы на входах триггера $U_R = 0, U_S = 1$, сигнал на прямом выходе триггера равен нулю, схема И1 заперта, схема И2 — открыта.

Первый тактовый импульс T_s пройдет через схему И2 на управление тиристорным ключом, а также установит триггер T в единицу, открывая по одному входу схему И1 и тем самым разрешая по второму входу вычитание импульсов U_f из содержимого счетчика $CT1$, т. е. разрешает выполнение операции деления N на X_y . После первых трех импульсов U_f счетчик $CT1$ обнулится и сигнал U_{g1} с выхода его схемы ИЛИ — НЕ пройдет на запись единицы в счетчик $CT2$ и запись числа X_y в $CT1$. После записи единицы в счетчик $CT2$ на выходе схемы ИЛИ — НЕ появляется нуль, $U_R = 1$ и $U_S = 0$, но триггер остается в прежнем состоянии до очередного тактового импульса T_s .

Вторые три импульса с выхода U_f повторяют эту операцию, что

приводит к записи второй единицы в СТ2. И, наконец, оставшиеся до конца полупериода два импульса U_f вычитаются из содержимого счетчика СТ1, оставив в нем единицу. Действительно, так как $N/X_y = \frac{8}{3} = 2 \frac{2}{3}$, то в течение полупериода в реверсивный счетчик СТ2 запишется число 2, а в счетчике СТ1 останется число $X_{\text{ост}} = 1$.

Второй тактовый импульс T_s не проходит на управление тиристорами, так как схема И2 заперта нулевым потенциалом с выхода схемы ИЛИ — НЕ, а переключает триггер T согласно информации на его входах R и S , запирая тем самым схему совпадения И1.

Третий тактовый импульс T_s передним фронтом вычитает из счетчика СТ2 оставшуюся в нем единицу. При этом схема И2 открывается и пропускает импульс запуска на управление тиристорами. Кроме того, этот же импульс приводит к опрокидыванию триггера T в соответствии с новыми значениями сигналов на входах R и S . Схема И1 открывается и повторяется операция деления N/X_y , но с учетом остатка от предыдущего цикла, так как в счетчике СТ1 оставалась единица, то после первого же импульса с выхода ПНЧ он обнуляется и выдает единицу в реверсивный счетчик СТ2.

Таким образом, последовательность управляющих импульсов на выходе схемы И2, а значит и число импульсов мощности на нагрузку, распределено по закону ...10100100...

В общем виде остаток в счетчике СТ1 на каждом шаге определяется из выражения

$$X_{\text{ост } i} = X_y k - (N - X_{\text{ост } (i-1)}),$$

где $k = \left\lfloor \frac{N - X_{\text{ост } i}}{X_y} \right\rfloor$; $X_{\text{ост}(i-1)}$ — величина остатка в счетчике СТ1, от $(i - 1)$ -го шага.

Если напряжение сети увеличивается, то увеличивается на величину ΔN и число импульсов, генерируемых ПНЧ за полупериод сетевого напряжения. Пусть $\Delta N = 2$, тогда результат деления $\left\lfloor \frac{N + \Delta N}{X_y} \right\rfloor = \frac{8 + 2}{3} = 3$ и в счетчике СТ1 остаток $X_{\text{ост}} = 2$. Так как счетчик СТ2 программируется цифрой 3, то теперь следующий импульс мощности появится через два пропуска. По аналогии с предыдущим последовательность импульсов мощности на нагрузку будет иметь вид ...1001001000... и т. д., т. е. с ростом напряжения сети частота выходных импульсов уменьшается, что компенсирует увеличение напряжения сети.

4.9. ФСУ для группы синхронно работающих регуляторов с низкочастотным импульсным управлением

Принцип импульсного регулирования характерен тем, что нагрузка периодически полностью отключается или подключается к сети. Это приводит к колебаниям сетевого напряжения и, как показано выше, к снижению коэффициента мощности. В основном такие регуляторы

работают не как отдельные единицы оборудования, а в составе технологических линий, участков или цехов. Подобными регуляторами оснащается достаточно большое количество оборудования, что приводит к необходимости анализа их одновременной работы.

При групповом включении регуляторов напряжения с ИУ — НЧ, когда каждый из них работает независимо, вследствие одновременности их включений происходит выравнивание общего тока и повышение результирующего коэффициента мощности. При активной нагрузке пассивный ток каждого из регуляторов представлен только составляющей искажений, поэтому после определения значений результирующего тока искажений $I_{ис. сум}$ нахождение результирующего коэффициента мощности не представит трудностей [3]. Если не накладывать каких-либо ограничений на номинальный ток каждого регулятора и способ ИУ — НЧ, то ток искажений каждого регулятора имеет неопределенный спектр гармоник, некратных частоте сети.

Результирующее действие значений гармоник разных частот определяется корнем квадратным из суммы квадратов их действующих значений. Аналогично определяется наиболее вероятное значение результирующего тока одинаковых частот в предположении, что включения и отключения различных регуляторов независимы друг от друга. Соответственно результирующий ток искажений определяется по формуле

$$I_{ис. сум} = \sqrt{\sum_{i=1}^M I_{ис. i}^2}$$

где M — число регуляторов в группе; $I_{ис. i}$ — ток искажения, вносимый i -м регулятором.

Если токи полного включения регуляторов одинаковы, то при работе на постоянную нагрузку R_n :

$$k_M = \frac{\Gamma}{\sqrt{\Gamma^2 + \frac{1}{M^2} \sum_{i=1}^M \gamma_i (1 - \gamma_i)}},$$

где Γ — средняя продолжительность включения всех регуляторов:

$\Gamma = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \gamma_i$; γ_i — продолжительность включения i -го регулятора в течение интервала регулирования.

Если режимы работы всех регуляторов полностью совпадают, так как $\Gamma = \gamma_i$, то

$$k_M = \sqrt{\frac{M\gamma_i}{\gamma_i(M-1) + 1}}.$$

Таким образом, при увеличении числа параллельно работающих регуляторов, даже в случае их независимой работы, коэффициент мощности увеличивается, поскольку включенные и выключенные состояния группы регуляторов усредняются, обеспечивая более равномерную загрузку сети, причем этот эффект достигается при достаточно большом числе параллельно работающих регуляторов (рис. 4.18, а, где цифрами указано число регуляторов).

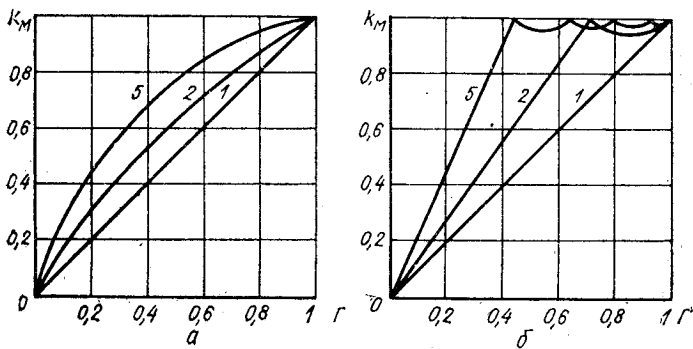


Рис. 4.18

В то же время при параллельной несинхронной (независимой) работе очень большого числа регуляторов с определенной вероятностью могут возникать процессы одновременных включений и отключений всех регуляторов, что приводит к большим импульсным низкочастотным ударным нагрузкам на сеть и может стать серьезным препятствием для применения регуляторов с ИУ — НЧ, если они являются основной нагрузкой сети. Так, при ШИУ — НЧ с одинаковым для всех регуляторов T_p и γ вероятность одновременного включения $P_{\text{вкл}}$ и отключения $P_{\text{откл}}$ всех регуляторов равна [3]:

$$P_{\text{вкл}} = \gamma^M; \quad P_{\text{откл}} = (1 - \gamma)^M.$$

Это означает, что, например, при $N = 10$; $\gamma = 0,5$; $T_p = 0,1$ с в среднем каждые 100 с будут происходить одновременные включения и отключения всех регуляторов и возникать значительные колебания напряжения.

Существенно повысить результирующий коэффициент мощности группы импульсных регуляторов с ИУ — НЧ и исключить ударную нагрузку на сеть можно введением определенности (синхронизации) в ранее независимый (вероятностный) процесс параллельной их работы. При этом изменение глубины регулирования каждого регулятора остается независимым от остальных.

Результирующий коэффициент мощности группы регуляторов с синхронизированным управлением показан на рис. 4.18, б. Из этого рисунка видно, что с увеличением числа регуляторов в группе даже при малой глубине регулирования можно получить коэффициент мощности, близкий к единице, что невозможно при несинхронном управлении.

Задача синхронизации группы регуляторов решается формирователями сигнала управления, которые в случае синхронной работы взаимосвязаны и имеют общие для группы регуляторов узлы.

Наиболее просто реализация таких ФСУ осуществляется для импульсных регуляторов ШИУ — НЧ, которые имеют одинаковые нагрузки и работают с одинаковыми и постоянными периодами регулирования T_p , но с произвольными значениями сигнала управления.

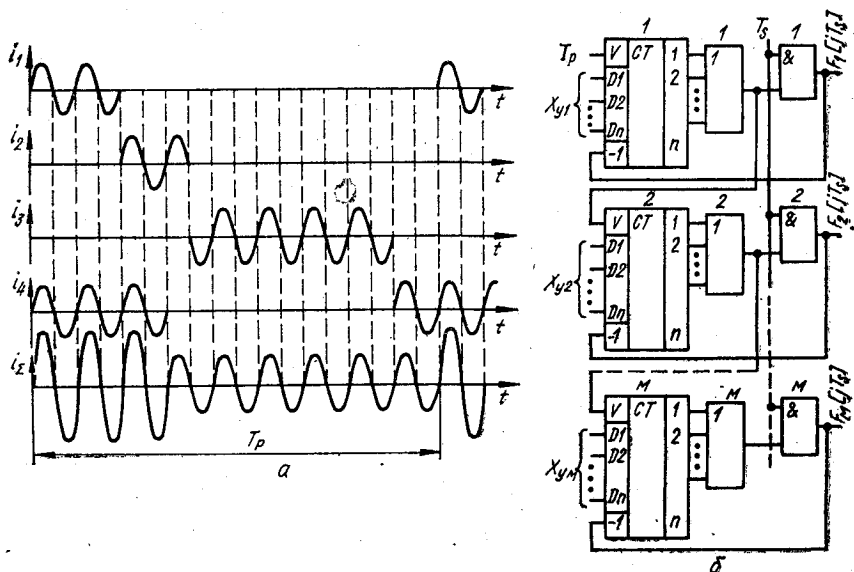


Рис. 4.19

В таких ФСУ моменты окончания последнего кванта энергии для i -го ЭР согласовываются с моментами начала первого кванта $(i + 1)$ -го ЭР и так далее в порядке очередности, который либо задается в начале работы, либо формируется в процессе управления. Временные диаграммы, иллюстрирующие синхронную работу четырех ЭР с взаимной зависимостью моментов начала и окончания периодов регулирования T_p , изображены на рис. 4.19, а. Из рисунка следует, что при изменении сигнала управления хотя бы одного регулятора суммарная картина подключаемых квантов энергии сдвигается по интервалу T_p в одну или другую сторону, однако потребление энергии от сети остается непрерывным с периодом повторения T_p . Если суммарная длительность всех интервалов коммутации превышает T_p , то оставшаяся часть квантов, подключаемых каким-либо регулятором, размещается в начале периода повторения. Следовательно, при рассмотренном порядке синхронизации ЭР с ШИУ — НЧ уровень суммарной мощности искажений не превышает искажений, вносимых одним регулятором.

Устройство M -канального синхронного управления, реализующее описанный способ синхронизации, показано на рис. 4.19, б. Оно состоит из M (по числу регуляторов в группе) каналов, каждый из которых включает в себя управляемый генератор пачки импульсов, запускаемый с выхода предыдущего канала. Первый канал запускается импульсами периода регулирования T_p . Рассмотрим работу схемы. Пусть в исходном состоянии во всех вычитающих счетчиках CT нули, на выходах схем ИЛИ также нули и все схемы И заперты.

С приходом первого импульса T_p в счетчик $CT1$ записывается число X_{y1} , на выходе схемы ИЛИ1 появляется единица, опирающая схему И1. Тактовые импульсы T_s , синхронные с моментом перехода

напряжения через нуль, поступают на управление первым регулятором и одновременно на вычитающий вход счетчика $CT1$. В момент, когда в этом счетчике останется нуль, на выходе схемы ИЛИИ формируется отрицательный скачок напряжения, который, поступая на управляющий вход $CT2$, записывает в него число X_{y2} , стоящее на его параллельных входах. При этом начинает работать канал управления второго регулятора и т. д. С приходом следующего импульса T_p начинается следующий цикл управления.

Формирователи сигнала управления для регуляторов с ЧСИУ — НЧ при групповом синхронном (зависимом) управлении строятся по иному принципу. Наиболее удобно при этом использовать алгоритмические (последовательные) ФСУ.

При синхронном управлении регуляторами с фиксированными периодами регулирования сигналы управления каждым регулятором могут формироваться либо в начале T_p , либо внутри него в тактах T_s . В первом случае в начале периода регулирования определяется суммарный сигнал управления для группы регуляторов в этом интервале, на основании которого сразу же вычисляется число квантов энергии, подключаемых на каждом такте интервала T_p , обеспечивающее минимум суммарной мощности искажений. По результатам вычислений корректируется управляющее слово F каждого канала без изменения числа единичных разрядов слова. Такое синхронное управление приемлемо для использования узлов ФСУ параллельно-последовательно-го преобразования, генерирующих слова F в начале каждого интервала T_p .

Во втором случае число квантов энергии, подключаемых одновременно по всем каналам, также рассчитывается на основании суммарного сигнала управления, но не сразу в начале T_p , а постепенно, на каждом такте T_s с учетом значений сигнала управления для каждого регулятора. Подключение к сети нагрузки каждого регулятора происходит по закону взаимоподчиненности каналов (распределению приоритетов на подключении кванта энергии в данном такте по всем регуляторам в соответствии с сигналами управления), причем первыми всегда подключаются каналы с наибольшими значениями X_y . Так, для трех регуляторов с сигналами $X_{y1} = 42$, $X_{y2} = 19$, $X_{y3} = 35$ порядок подключения их нагрузок соответственно следующий: 1 — 3 — 2. Этот порядок остается неизменным до тех пор, пока не изменится значение сигналов управления в каком-либо канале таким образом, что изменится их приоритет.

Рассмотрим в качестве примера схему управления группой регуляторов с ЧСИУ — НЧ и пошаговым вычислением функции распределения сигналов управления (рис. 4.20, а). Для максимального равномерного распределения импульсов мощности с помощью суммирующего и делительного устройств определяют число импульсов мощности, которое нужно пропустить к нагрузке при минимальном искажении сетевого напряжения. Для этого суммируют общее число импульсов мощности, выраженное суммой сигналов управления всех каналов,

т. е. определяют $\sum_{i=1}^n X_{yi}$, а затем делят на число элементарных единиц

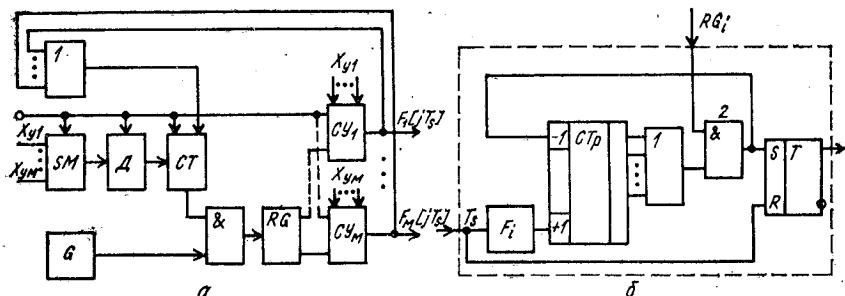


Рис. 4.20

мощности, вмещающихся в один интервал регулирования N , т. е. определяют $m = \sum_{i=1}^n X_{yi}/N$. При дробном результате остаток округляется в сторону ближайшего большего целого числа. В дальнейшем в каждый такт управления к нагрузкам пропускается только m импульсов мощности, что, во-первых, существенно снижает импульсную нагрузку на сеть, а во-вторых, уменьшает искажения сетевого напряжения до величины, практически равной искажениям от одного канала.

Схема функционирует следующим образом. Все сигналы X_{yi} поступают на вход сумматора SM . С приходом тактового импульса в начале каждого полупериода сетевого напряжения осуществляются операции суммирования в сумматоре SM , т. е. определение $\sum_{i=1}^n X_{yi}$, деление этого числа на N в делителе D и запись результата в вычитающий счетчик CT ; во-вторых, программируются на величину сигнала X_{yi} все формирователи F_i схем управления $СУ$. Схема управления одного канала (рис. 4.20, б) состоит из формирователя сигнала управления F_i , реверсивного счетчика $СТр$, параллельные выходы которого через схему ИЛИ соединены с входом схемы совпадения И2 и RS-триггера, выполняющего роль импульсного элемента ИЭ2.

После поступления тактового импульса во все схемы управления формирователи в каждом из них начинают решать задачу, пропускать или нет очередной полупериод напряжения в нагрузку. Допустим, в каждом из каналов очередной полупериод следует пропустить в нагрузку. При этом формирователи импульсов F_i каждой схемы управления формируют импульс, который записывается в реверсивный счетчик $СТр$, на выходе схемы ИЛИ появляется единица, отпирающая по одному входу схему совпадения И2.

Одновременно с тем, как счетчик CT заполнится результатом вычисления $\sum_{i=1}^n X_{yi}/N$, на его одном или нескольких параллельных выходах появляется единица, отпирающая схему совпадения И1, и импульсы генератора G поступают на управляющий вход распределителя RG , который, переключаясь, поочередно подключает схемы совпадения И2 каждого канала к S-входам триггеров T , тем самым поочередно выби-

рая канал управления. Импульсы с выхода выбранной схемы И2 поступают только при условии наличия единицы на втором ее входе, т. е. если в данном канале нагрузка подключается к сети. Эти импульсы, во-первых, устанавливают RS -триггер в единицу, подготавливая его к срабатыванию в следующем такте, во-вторых, вычитают единицу из счетчика $СТр$, фиксируя прохождение сигнала на управление, и, в третьих, проходя через схему ИЛИ на вычитающий вход счетчика $СТ$, вычитают из него единицу, уменьшая разрешенное в данном такте число импульсов управления.

Так распределитель RG поочередно «опрашивает» схемы управления и фиксирует формирование управляющих импульсов в них путем уменьшения содержимого счетчика $СТ$. Когда последний обнулится, т. е. число разрешенных для управления в данном такте импульсов будет исчерпано, на его параллельных выходах появляются нули, запирающие схему совпадения И1 и отключающие генератор G от входа распределителя RG . Последний останавливается.

В следующем такте выбор канала начнется с последнего, на котором остановился распределитель RG .

Счетчик $СТр$ в схеме управления служит для запоминания сформированных формирователем F импульсов, которые в силу поочередного опроса схемы не прошли в нагрузку.

Таким образом, к сети подключается точно определенное число нагрузок в каждом полупериоде (или периоде) сетевого напряжения, что обеспечивает равномерную загрузку сети и минимум низкочастотных колебаний напряжения.

4.10. Узлы согласования ФСУ с многофазными ИО регуляторов с низкочастотным импульсным управлением

Для согласования схемы ФСУ с конкретным ИО необходим узел согласования УС, в функции которого входит генерирование сигналов запуска g_1, \dots, g_n для тиристорного ИО в каждом такте работы ФСУ. Роль этого узла особенно важна в схемах регуляторов с ИУ — НЧ, поскольку, как было показано выше, качество работы таких регуляторов существенно зависит от порядка и очередности переключения тиристорных ИО. Максимальная эффективность имеет место при циклическом чередовании во времени подключаемых к нагрузке фаз, равномерной загрузке фаз и равенстве интервалов коммутации тиристорных ИО. Кроме того, УС расщепляет выходные импульсы ФСУ в управляющие цепи нескольких тиристорных ИО, так как в схемах ряда многофазных ИО необходимо одновременное включение как минимум двух тиристорных ИО.

Основными факторами, влияющими на структуру схемы УС, являются:

- способ коммутации тиристорных ключей ИО при том или ином виде низкочастотного управления;

- способ реализации симметричных режимов управления регулятором для равномерной загрузки фаз;

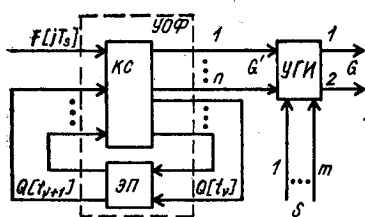


Рис. 4.21

требование синхронизации нескольких схем управления при одновременной взаимосвязанной работе нескольких регуляторов для улучшения суммарных энергетических характеристик.

При рассмотрении схем трехфазных ФСУ в п. 4.8 были показаны некоторые особенности построения УС для ИО без нейтрали. Рассмотрим обобщенный под-

ход к проектированию устройств этого типа.

Обобщенная функциональная схема УС (рис. 4.21) содержит узел оценки фаз (УОФ) и узел генерирования импульсов коммутации тиристорных ключей (УГИ).

Узел оценки фаз обеспечивает требуемый порядок коммутации тиристорных во времени на каждом такте работы ФСУ, в течение которого сигнал управления равен 1. Этот порядок задается сигналами чередования фаз, образующими вектор чередования фаз (вектор выходов УОФ) $G' [t_v] = \{g'_1, g'_2, \dots, g'_r\}$. Изменение значения этого вектора происходит только под действием сигнала $F [jT_s] = 1$.

Схема УГИ генерирует сигналы управления тиристорными ключами (вектор управления) $G [t_v] = \{g_1, g_2, \dots, g_r\}$ на основании значений вектора синхронизации с сетью $s [t_v] = \{s_1, s_2, \dots, s_{m'}\}$ и вектора чередования фаз $G' [t_v]$. Разрядность r вектора управления равна количеству тиристорных ключей в схеме ИО (обычно три или шесть), а разрядность m' вектора синхронизации кратна числу фаз сети. Если для включения ключей ИО безразлична полярность полупериодов напряжений фаз сети, коммутируемых к нагрузке, то $m' = m = 3$, в противном случае $m' = 2m = 6$.

Для реализации чередования фаз в схеме должно быть устройство, фиксирующее состояние ключей на предыдущем такте. Поскольку эти функции возложены на УОФ, то он должен содержать в себе элементы памяти, позволяющие зафиксировать все возможные включенные состояния ключей ИО в режимах ИУ — НЧ. В силу этого УОФ описывается каноническими уравнениями дискретного автомата 1 рода, выходной сигнал которого $G' [t_v]$ связан с выходным $F [jT_s]$ и текущим состоянием автомата $Q [t_v]$, так называемой функцией выходов λ , а последующее состояние $Q [t_{v+1}]$ связано с $F [jT_s]$ и $Q [t_v]$ функцией переходов δ следующим образом:

$$G' [t_v] = \lambda \{F [jT_s]; Q [t_v]\};$$

$$Q [t_{v+1}] = \delta \{F [jT_s]; Q [t_v]\}.$$

В этих уравнениях t_v — параметр автоматного времени, т. е. эквивалент текущего значения времени. Автоматное время может быть выражено через номер текущего такта работы j и значение сигнала управления $F [jT_s]$, причем конкретный вид функциональной зависимости определяется разновидностью схем УС и исполнительных органов.

Функции λ и δ задаются графическим, табличным и матричным способами. Табличное задание автомата — описание его работы таб-

правило, счетчики или распределители либо интегрального исполнения, либо синтезируемые на основе перечисленных выше ЭП с двумя состояниями.

Рассмотрим процесс получения таблицы функций для RST-триггеров. Входной сигнал этого ЭП равен сумме по модулю 2 исходного (до момента поступления сигнала на счетный вход) и последующих сигналов его прямого выхода. Поскольку на счетные входы ЭП поступают сигналы $Q[t_v]$, а с выходов снимаются $Q[t_{v+1}]$, то элемент искомой таблицы, принадлежащий ее i -й строке и j -му столбцу, равен покомпонентной сумме по модулю 2 кода состояния на пересечении i -й строки и j -го столбца таблицы переходов. Далее из полученной таблицы возбуждения памяти выбираются наборы переменных $q_1[t_v], \dots, q_n[t_v], F[t_v]$, на которых $q_1[t_{v+1}], \dots, q_n[t_{v+1}]$ равны 1, в результате чего функции $\delta_1, \dots, \delta_n$ получаются как дизъюнкции конъюнкций этих наборов. После получения искомым функций производится синтез оставшейся части КС в выбранной элементной базе.

Введем несколько определений, облегчающих классификацию схем УС по особенностям их функционирования. Так, назовем однозначным тот УС, который на каждом такте T_s при $F[jT_s] = 1$ формирует единственное значение вектора управления $G[t_v] = G[jT_s]$. Этот случай имеет место во всех схемах ИО без звеньев постоянного тока. Независимо от способа равномерного использования фаз сети в таких ИО на каждом такте T_s при $F[jT_s] = 1$ к нагрузке коммутируется только одно фазное (или линейное) напряжение сети. Поскольку коммутации каждого такого напряжения однозначно соответствует включение определенных тиристорных ключей, то и значение вектора управления на такте с коммутацией будет также единственным.

По аналогии назовем многозначным УС, формирующий на j -м такте при $F[jT_s] = 1$ несколько чередующихся значений вектора управления. Такие схемы рационально использовать со схемами ИО, содержащими звенья постоянного тока, так как именно такие УС позволяют добиться симметричных режимов управления регулятором и равномерной нагрузки на многофазную сеть схемой ИО с ЗПТ. Достигается это за счет многократного включения тиристоров в такте T_s при циклическом чередовании используемых фаз сети во всем интервале T_p . Следует отметить, что только в этих схемах ИО применение описанного способа симметрирования управления одновременно обеспечивает минимальную длительность импульса мощности T_n по сравнению с другими схемами, что позволяет уменьшить длительность интервала T_p , т. е. инерционность преобразователя, и повысить качество управления выходным параметром.

В зависимости от способа равномерного использования фаз сети все схемы УС разделены на схемы с циклическим чередованием фаз (первого типа) и схем без чередования (второго типа). Первые используются при управлении ИО без нулевого провода и ИО со звеньями постоянного тока, а вторые — при управлении ИО вида 5, 6 (см. табл. 2.1) с нулевым проводом.

В табл. 4.4 перечислены основные режимы работы исследуемых схем ИО, способы реализации равномерной нагрузки многофазной

Таблица 4.4

Схема ИО (см. табл. 2.1)	Особенность работы ИО в течение такта	Способ равномерного использо- вания фаз	Вид исполь- зуемого УС
5, 6 с нулевым проводом	Одновременное вклю- чение всех тиристор- ных ключей ИО	Выбор равных интер- валов включенного состояния ключей различных фаз сети	Однознач- ный УС вто- рого типа
7, 8, 10	Выборочное одно- кратное включение одного ключа		
5, 6 без нулевого провода, 9	Выборочное однок- ратное включение двух ключей одно- временно	Циклическое чередова- ние фаз используемых напряжений в течение интервала регулирова- ния T_p	Однознач- ный УС первого типа
11	Выборочное одно- кратное включение одного ключа		
12	Выборочное много- кратное включение двух ключей одно- временно	Циклическое чередова- ние фаз используемых напряжений в течение такта T_s	Много- значный УС

сети и соответствующие им схемы решения узла согласования на основе использованной терминологии.

Узлы синхронизации для ИО без ЗПТ. Импульсное низкочастотное управление в ИО без ЗПТ может осуществляться при помощи УС первого или второго типа, являющихся однозначными схемами. Основное внимание при этом уделяется построению УС для ИО без нулевого провода, наиболее приемлемых при ИУ—НЧ.

В этих схемах (ИО вида 5, 6 без нулевого провода, а также схемы вида 7...10 из табл. 2.1) равномерная нагрузка многофазной сети достигается циклическим чередованием во времени тактов T_s , в которых включаются один (схемы вида 7, 8, 10) или два (схемы 5, 6 без нулевого провода и схема 9) тиристорных ключа одновременно и однократно со значением $F [jT_s] = 1$. Длительность каждого подключения определяется из уравнения (4.12), т. е. равна длительности кванта энергии, подводимого к нагрузке.

Принцип составления таблиц входов и переходов для проектирования УОФ таких узлов согласования заключается в следующем. На первом шаге следует получить выражение для автоматного времени. Очевидно, что $t_v = jT_s$, так как для рассматриваемых схем ИО при однократном включении одного или двух ключей на каждом такте T_s значение v совпадает с номером текущего такта.

Поскольку сигнал $F [t_v]$ имеет два значения (0 или 1), то вектор состояния может принимать одно из трех значений, соответствующих следующим состояниям схем ИО в течение каждого интервала t_v :

1) к нагрузке подключается напряжение U_{AB} ключами $VS1$ и $VS4$ ($VS2$ и $VS3$) в схемах 5, 6, 9 или ключом $VS1$ ($VS2$) в схемах 7, 8, 10; состояние $Q_1 [jT_s] = \{00\}$;

2) к нагрузке подключается напряжение U_{BC} ключами $VS3$ и $VS6$ ($VS4$ и $VS5$) в схемах 5, 6, 9 или ключами $VS3$ ($VS4$) в схемах 7, 8, 10; состояние $Q_2 [jT_s] = \{10\}$;

3) к нагрузке подключается напряжение U_{CA} ключами $VS1$ и $VS5$ ($VS2$ и $VS6$) в схемах 5, 6, 9 или ключами $VS1$ ($VS5$) в схемах 7, 8, 10; состояние $Q_3 [jT_s] = \{01\}$.

Переход от одного состояния к другому возможен только при поступлении сигнала $F [jT_s] = 1$, иначе состояние не изменится. Направление переходов, образующих замкнутый повторяющийся цикл чередования фаз, может быть в двух вариантах. При первом варианте фазы чередуются в порядке $AB-BC-CA-\dots$, а состояния в порядке $Q_1 \rightarrow Q_2 \rightarrow Q_3$. Второй вариант соответствует чередованию фаз $AB-CA-BC-\dots$ и состояний $-Q_1 \rightarrow Q_3 \rightarrow Q_2$.

Значения вектора чередования фаз $G' [jT_s]$ однозначно определяются состояниями схемы и значением $F [jT_s]$. Для рассматриваемых УОФ вектор $G' [jT_s]$ принимает четыре значения, первые три из которых соответствуют перечисленным выше состояниям схем ИО, а четвертое — выключенным на данном такте всем ключам ИО.

Эти четыре значения можно кодировать двумя разрядами вектора $G' [jT_s]$, но такое кодирование приводит к усложнению конструкции УС в целом по сравнению с кодированием вектора $G' [jT_s]$ тремя разрядами. Действительно, вектор управления $G [jT_s]$ должен быть трехразрядным, так как он обеспечивает управление тремя парами ключей любой из рассматриваемых схем ИО. Поэтому при кодировании $G' [jT_s]$ двумя разрядами схема УФИ дополнительно должна содержать дешифратор для получения трехразрядного вектора управления (рис. 4.21). Можно показать, что кодирование вектора чередования фаз $G' [jT_s]$ числом разрядов, равным количеству нулевых значений вектора $G [jT_s]$, т. е. тремя разрядами, в целом упрощает схему УС за счет упрощения конструкции УОФ. Особенно эффективен такой принцип кодирования вектора $G' [jT_s]$ для многозначных УС.

В соответствии со сказанным примем следующие варианты кодирования вектора чередования фаз, соответствующие аналогичным значениям вектора состояний:

$$G'_1 [jT_s] = \{100\}; \quad G'_2 [jT_s] = \{010\}; \quad G'_3 [jT_s] = \{001\} \quad \text{при } F [jT_s] = 1; \\ G'_4 [jT_s] = \{000\} \quad \text{при } F [jT_s] = 0. \quad (4.80)$$

На основании значений векторов $F [jT_s]$ и $G' [jT_s]$ составляется объединенная таблица выходов и переходов УОФ. В ней на пересечении столбцов и строк в числителе указаны новые состояния, а в знаменателе — выходные сигналы на данных переходах. Примером служит табл. 4.5, составленная для однозначных УС первого типа.

На основе данных объединенной таблицы переходим к синтезу УОФ, предварительно выбрав тип элементов памяти. В качестве примера рассмотрим процедуру синтеза УОФ при использовании в качестве ЭП триггера со счетным входом, т. е. получения системы функций (4.79) и ее реализации в выбранной элементной базе.

Система функций возбуждения $\delta_1, \dots, \delta_n$ реализуется, как отмеча-

Таблица 4.5

F	Q [jT _s]		
	00	10	01
0	00 000	10 000	01 000
1 (AB—BC—CA)	10 100	01 010	00 001
1 (AB—CA—BC)	01 100	00 001	10 010

Таблица 4.6

F	Q [jT _s]		
	00	10	01
0	00	00	00
1 (AB—BC—CA)	10	11	01
1 (AB—CA—BC)	01	10	11

лось выше, покомпонентной суммой по модулю 2 кодов состояния j -го столбца и состояния на пересечении i -й строки и j -го столбца таблицы переходов и приведена в табл. 4.6. Из этой таблицы искомые функции $\delta_1, \dots, \delta_n$ определяются как дизъюнкции конъюнкций наборов переменных $q_1 [jT_s], q_2 [jT_s], F [jT_s]$, на которых $q_1 [jT_s]$ и $q_2 [jT_s]$ равны 1, причем для чередования фаз AB—BC—CA—... справедлива система уравнений:

$$\begin{aligned} q_1 [(j+1)T_s] &= F [jT_s] \bar{q}_2 [jT_s]; \\ q_2 [(j+1)T_s] &= F [jT_s] \{q_1 [jT_s] \oplus q_2 [jT_s]\}, \end{aligned} \quad (4.81)$$

а для чередования фаз AB—CA—BC—...— система уравнений:

$$\begin{aligned} q_1 [(j+1)T_s] &= F [jT_s] \{q_1 [jT_s] \oplus q_2 [jT_s]\}; \\ q_2 [(j+1)T_s] &= F [jT_s] \bar{q}_1 [jT_s]. \end{aligned} \quad (4.82)$$

Аналогичным образом из табл. 4.5 определяются функции выходов, образующие при чередовании фаз AB—BC—CA—... систему уравнений:

$$\begin{aligned} q_1' [jT_s] &= F [jT_s] \bar{q}_1 [jT_s] \bar{q}_2 [jT_s]; \\ q_2' [jT_s] &= F [jT_s] q_1 [jT_s] \bar{q}_2 [jT_s]; \\ q_3' [jT_s] &= F [jT_s] \bar{q}_1 [jT_s] q_2 [jT_s], \end{aligned} \quad (4.83)$$

а при чередовании AB—CA—BC—...— систему уравнений:

$$\begin{aligned} q_1' [jT_s] &= F [jT_s] \bar{q}_1 [jT_s] \bar{q}_2 [jT_s]; \\ q_2' [jT_s] &= F [jT_s] \bar{q}_1 [jT_s] q_2 [jT_s]; \\ q_3' [jT_s] &= F [jT_s] q_1 [jT_s] \bar{q}_2 [jT_s]. \end{aligned} \quad (4.84)$$

На основании системы функций, образованной уравнениями (4.81) ... (4.84), в выбранной элементной базе реализуется искомая комбинационная схема УОФ.

При проектировании схемы УГИ на основании определенных выше значений вектора состояния для рассматриваемых схем ИО составляется таблица выходов УГИ. В качестве входного используются три

Таблица 4.7

G'			s			Вид ИО						G'			s			Вид ИО						
						5, 6, 9			7, 8									5, 6, 9			7, 8			
g'_1	g'_2	g'_3	s_1	s_2	s_3	g_1	g_2	g_3	g_1	g_2	g_3	g'_1	g'_2	g'_3	s_1	s_2	s_3	g_1	g_2	g_3	g_1	g_2	g_3	
1	0	0	1	0	0	1	1	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	1	0	1	0	0	0	1
0	1	0	0	1	0	0	1	1	0	1	0	0												

сигнала синхронизации s_1 , s_2 и s_3 , соответствующие моментам прохождения через нуль напряжений U_{AB} , U_{BC} и U_{CA} соответственно (т. е. $m' = 3$, так как рассматриваемые схемы ИО безразличны к полярности сетевых напряжений), а три сигнала чередования фаз $g'_1 [jT_s]$, $g'_2 [jT_s]$ и $g'_3 [jT_s]$, формируемые в УОФ.

Из полученной табл. 4.7 следует, что включение тиристоров ИО производится только при поступлении соответствующего сигнала синхронизации. При этом обеспечивается выполнение условий коммутации требуемых тиристоров при $\alpha = \beta = 0$. Так, например, при $G' [jT_s] = \{100\}$ (переход УОФ из состояния Q_1 и Q_2 при $F [jT_s] = 1$) ключи $VS1$ и $VS2$ ($VS2$ и $VS3$) в схемах ИО вида 5, 6, 9 или ключ $VS1$ ($VS2$) в схемах 7, 8, 10 включаются только при поступлении сигнала $s_1 = 1$. Это обеспечивает подключение напряжения U_{AB} к нагрузке с условиями $\alpha = \beta = 0$. Аналогично при $G' [jT_s] = \{010\}$ сигналом $s_2 = 1$ включаются ключи $VS3$ и $VS6$ ($VS4$ и $VS5$) или ключ $VS3$ ($VS4$), а при $G' [jT_s] = \{001\}$ ключи $VS1$ и $VS5$ ($VS2$ и $VS6$) или ключ $VS1$ ($VS5$, $VS6$) включаются сигналом $s_3 = 1$. При иных значениях входных сигналов включение тиристоров не происходит.

Из табл. 4.7 следуют системы, описывающие работу УФИ, предназначенные для схем ИО вида 5, 6, 9:

$$\begin{aligned}
 g_1 &= \overline{g'_1} \overline{g'_2} \overline{g'_3} s_1 \overline{s_2} \overline{s_3} + \overline{g'_1} \overline{g'_2} g'_3 s_1 \overline{s_2} s_3; & g_2 &= \overline{g'_1} g'_2 \overline{g'_3} s_1 s_2 \overline{s_3} + \overline{g'_1} g'_2 g'_3 s_1 \overline{s_2} s_3; \\
 g_3 &= \overline{g'_1} g'_2 g'_3 s_1 \overline{s_2} s_3 + \overline{g'_1} \overline{g'_2} \overline{g'_3} s_1 s_2 \overline{s_3}
 \end{aligned} \quad (4.85)$$

или для схем ИО вида 7, 8, 10:

$$\begin{aligned}
 g_1 &= \overline{g'_1} \overline{g'_2} \overline{g'_3} s_1 \overline{s_2} \overline{s_3}; & g_2 &= \overline{g'_1} g'_2 \overline{g'_3} s_1 s_2 \overline{s_3}; \\
 g_3 &= \overline{g'_1} g'_2 g'_3 s_1 \overline{s_2} s_3.
 \end{aligned} \quad (4.86)$$

Полученные уравнения можно существенно упростить, поскольку в наборах значений векторов $G' [jT_s]$ и $s [jT_s]$ только один разряд равен 1 в течение j -го такта. Поэтому окончательно получаем следующую

систему уравнений для УФИ к схемам ИО вида 5, 6, 9:

$$\begin{aligned} g_1 &= g_1' s_1 + g_3' s_3; \\ g_2 &= g_2' s_2 + g_1' s_3; \\ g_3 &= g_3' s_3 + g_2' s_2; \end{aligned} \quad (4.87)$$

к схемам ИО вида 7, 8, 10:

$$\begin{aligned} g_1 &= g_1' s_1; \\ g_2 &= g_2' s_2; \\ g_3 &= g_3' s_3. \end{aligned} \quad (4.88)$$

На рис. 4.22, *a* изображена функциональная схема однозначного УС первого типа для ИО вида 5, 6, 9, выполненная в соответствии с уравнениями (4.81), (4.83) и (4.87). При использовании этой схемы для ИО вида 7, 8, 10 сигналы g_1, g_2, g_3 снимаются с шин, обозначенных штриховыми линиями. Триггер ТЗ необходим для запоминания сигнала $F [jT_s] = 1$ на время такта, счетчик СТ с коэффициентом пересчета l_2 формирует длительность импульса мощности в соответствии с уравнением (4.12). Элемент DD1 служит для устранения возможного ложного (тупикового) состояния $Q_3 [jT_s] = \{11\}$ элементов памяти, в которое может установиться схема при включении питающего напряжения или при ложных срабатываниях триггеров ЭП.

Проектирование однозначных УС второго типа для схем ИО вида 5, 6 с нулевым проводом имеет некоторые отличия. Анализ работы этих УС из табл. 4.4 приводит к следующим выводам. Во-первых, для этих схем не нужно чередовать фазы и из УС исключается схема УОФ. Во-вторых, сигналы синхронизации должны формироваться в моменты перехода через нуль фазных, а не линейных как ранее, напряжений сети.

К исполнительным органам с ЗПТ относятся схемы на основе трехпульсного (схема вида 11) или шестипульсного (схема вида 12) полностью управляемого выпрямительного моста. В таких схемах равномерность нагрузки на многофазную сеть достигается при ИУ-НЧ циклическим чередованием фаз используемых напряжений как в течение отдельного такта T_s с $F [jT_s] = 1$, так и от одного такого такта к другому в пределах интервала регулирования (например, при ЧСИУ-НЧ).

Рассмотрим процесс проектирования УС для схем ИО вида 12. Коммутация тиристоров этой схемы при ИУ-НЧ осуществляется в следующем порядке. Пусть в исходном состоянии все тиристоры схемы выключены. При поступлении в момент jT_s сигнала $F [jT_s] = 1$ начинает формироваться квант энергии длительностью $\mu_3 T_c / 6$ в соответствии с условиями (4.13) и чередованием используемых напряжений сети, причем первым должно использоваться напряжение, проходящее через нуль в момент начала такта.

Предположим, что начало i -го такта с $F [jT_s] = 1$ совпадает с переходом через нуль напряжения U_{AB} от отрицательной к положитель-

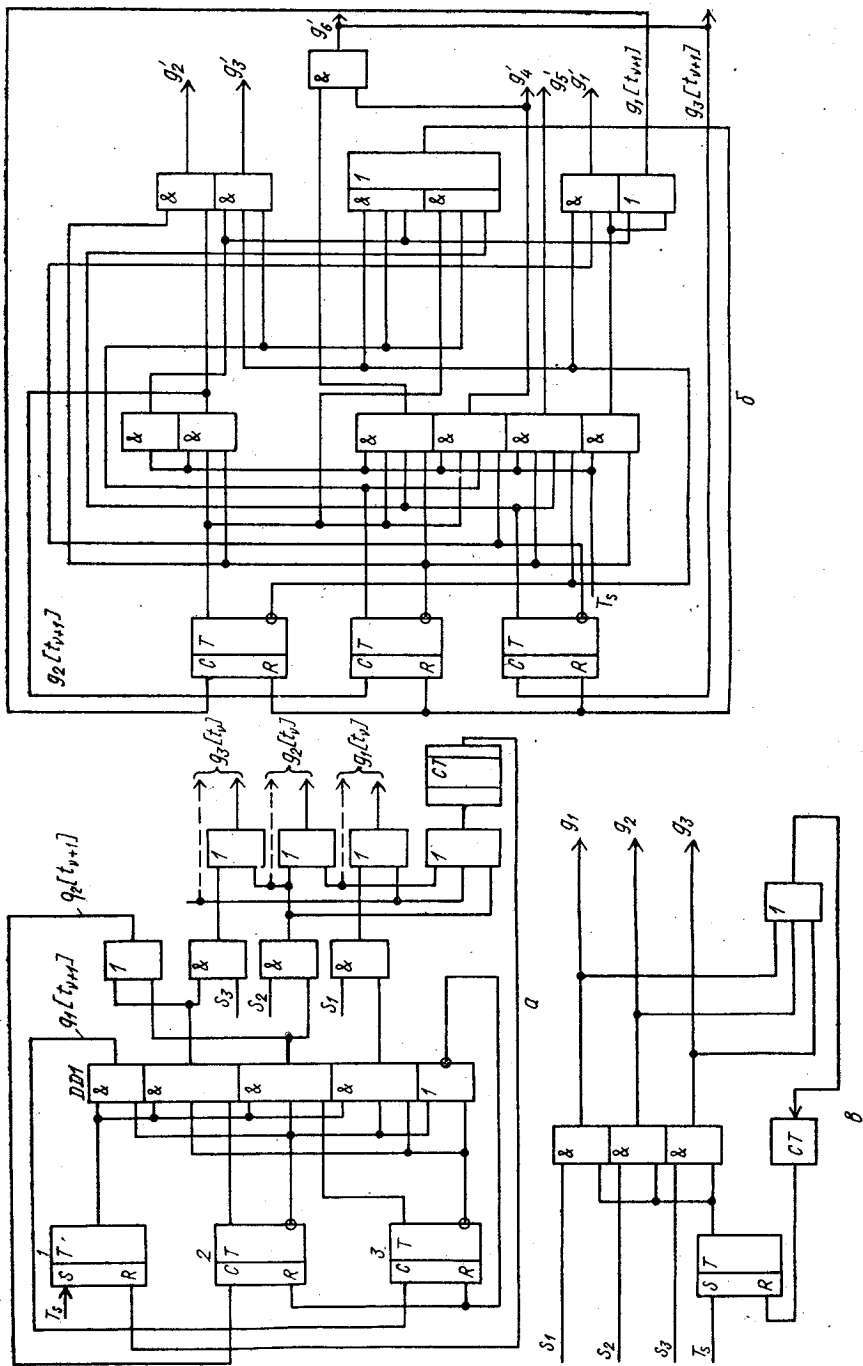


Рис. 4.22

ной полуволне (обратный переход обозначим U_{BA} и т. д.). Для подключения нагрузки к сети необходимо в момент jT_s подать сигналы управления на тиристоры $VS1$ и $VS6$, которые будут включены в течение $T_c/3$ до тех пор, пока $U_{AB} > U_{AC}$ и $U_{AB} > U_{BC}$ (см. временные диаграммы на рис. 4.1, в, з).

В момент времени $jT_s + T_c/3$ напряжения на $VS2$ и $VS6$ будут равны, $VS6$ закроется и создадутся условия для включения $VS2$. В этот момент времени на тиристор $VS2$ необходимо подать сигнал управления, который совпадает с переходом через нуль напряжения U_{BC} . Еще через $T_c/6$ закроется $VS1$, и можно подавать сигнал управления $VS3$, совпадающий с переходом через нуль напряжения U_{BA} и т. д. Для формирования кванта энергии длительностью $(l_3 + 2)T_c/6$ последний сигнал управления подается в момент $jT_s + l_3 T_c/6$. Общее количество сигналов управления за время T_s равно l_3 , причем в момент $jT_s + T_c/6$ сигналы управления не формируются. С момента $jT_s + (l_3 + 2)T_c/6$ тиристоры выключены до поступления следующего единичного значения сигнала управления в момент времени, совпадающий с прохождением через нуль одного из линейных напряжений сети. Процесс включения тиристоров при этом повторяется аналогичным образом.

Очевидно, что проектирование схем УС, управляющих подобными схемами ИО, отличается от проектирования однозначных УС. Во-первых, автоматное время для этих схем задается только на промежутке времени от начала такта до конца кванта энергии:

$$t_v = \nu T_c/6, \quad (4.89)$$

где $\nu = 1, 2, \dots, l_3 + 2$. Во-вторых, синтез описанного многозначного УС по методике синтеза однозначных схем, т. е. реализация функциональной схемы рис. 4.6, приводит к неоправданному усложнению схемы за счет реализации шестиразрядного вектора чередования фаз и, как следствие, обеспечения схемой шести значений вектора состояния. Если для однозначных схем такое техническое решение является необходимым (поскольку на каждом последующем такте с коммутацией необходимо помнить фазу подключенного на предыдущем аналогичном такте напряжения, чтобы включить следующую в цикле фазу), то для многозначного УС, чередующего фазы только внутри такта с коммутацией, эти условия отпадают (на последующем такте с коммутацией первым включается напряжение, которое переходит через нуль в момент начала независимо от условий коммутации на предыдущих тактах). Поэтому видоизменим схему рис. 4.21, так как сигналы s_1, \dots, s_m действуют на входы УОФ, а с выходов последнего снимаются не сигналы $G' [t_\nu]$, а сигналы $G [t_\nu]$, поступающие на управление ключами $VS1 \dots VS6$. Определим значения векторов входа, управления и состояния этой схемы.

Выше отмечалось, что для ИО вида 12 полярность напряжения сети играет существенную роль. Поэтому разрядность вектора синхронизации $m' = 6$. Значение s_1 соответствует моменту перехода через нуль напряжения U_{AB} , а s_2, \dots, s_6 — соответственно моментам переходов $U_{AC}, U_{BC}, U_{BA}, U_{CA}$ и U_{CB} . Длительность каждого сигнала синхро-

низации примем равной $T_c/6$, поэтому в любой момент времени только один разряд вектора $s [t_v]$ равен 1.

Если момент начала такта совпадает с началом сигнала синхронизации s_1 , то значения вектора синхронизации следующие:

$$\begin{aligned}
 s_1 [t] &= \{100000\} && \text{для } jT_s \leq t \leq jT_s + T_c/6; \\
 s_2 [t] &= \{010000\} && \text{для } jT_s + T_c/6 < t \leq jT_s + T_c/3; \\
 s_3 [t] &= \{001000\} && \text{для } jT_s + T_c/3 < t \leq jT_s + T_c/2; \\
 s_4 [t] &= \{000100\} && \text{для } jT_s + T_c/2 < t \leq jT_s + 2T_c/3; \\
 s_5 [t] &= \{000010\} && \text{для } jT_s + 2T_c/3 < t \leq jT_s + 5T_c/6; \\
 s_6 [t] &= \{000001\} && \text{для } jT_s + 5T_c/6 < t \leq jT_s + T_c,
 \end{aligned} \tag{4.90}$$

причем они периодичны с периодом повторения T_c .

Сигнал $F [jT_s] = 1$ имеет длительность от момента начала такта jT_s до момента $jT_s + (l_3 + 1)T_c/6$. Вектор управления $G [t_v]$ имеет разрядность $r = 6$ по количеству ключей ИО, причем номер разряда этого вектора соответствует номеру включаемого тиристора, а значения вектора кодируются следующим образом:

$$\begin{aligned}
 G_0 [t_v] &= \{000000\}, && \text{ключи включены;} \\
 G_1 [t_v] &= \{100001\}, && \text{включены } VS1 \text{ и } VS6; \\
 G_2 [t_v] &= \{110000\}, && \text{включены } VS1 \text{ и } VS2; \\
 G_3 [t_v] &= \{011000\}, && \text{включены } VS2 \text{ и } VS3; \\
 G_4 [t_v] &= \{001100\}, && \text{включены } VS3 \text{ и } VS4; \\
 G_5 [t_v] &= \{000110\}, && \text{включены } VS4 \text{ и } VS5; \\
 G_6 [t_v] &= \{000011\}, && \text{включены } VS5 \text{ и } VS6.
 \end{aligned} \tag{4.91}$$

Поскольку по условиям функционирования схемы ИО иные варианты включения тиристорov недопустимы при ИУ-НЧ, то остальные возможные значения вектора $G [t_v]$ исключаются.

Значения векторов состояния УС определяются следующим образом. Из условий коммутации тиристорov ИО следует четыре этапа коммутации при $F [jT_s] = 1$:

1) включение первой пары тиристорov на интервале $jT_s \leq t \leq jT_s + T_c/6$ в момент начала такта (при $v = 1$) соответствующим этому моменту сигналом s_1 , номер которого совпадает с номером значения вектора управления из условия (4.91);

2) отсутствие сигналов управления на интервале $jT_s + T_c/6 < t \leq jT_s + T_c/3$ (при $v = 2$), т. е. $G [t_2] = \{000000\}$;

3) последовательное $(l_3 - 1)$ -кратное включение пар тиристорov на участках $jT_s + T_c/3 < t_3 \leq jT_s + T_c/2$ (при $v = 3$ и т. д. до $v = l_3 - 1$), соответствующими моментами $(v - 1)T_c/6$ сигналами s_i , номера которых на 1 превосходят номера $G [t_v]$ из условий (4.91). Для формирования $G_6 [t_v]$ используется сигнал синхронизации s_1 ;

4) отсутствие сигналов управления на участке $jT_s + (l_3 + 1)T_c/6 < t \leq (j + 1)T_s$, на котором при $t = jT_s + (2 + l_3)T_c/6$ происходит естественное выключение последней включенной пары

Таблица 4.8

$F [jT_s]$	$s [t_v]$	$Q_1 [t_v]$	$Q_2 [t_v]$	$Q_3 [t_v]$	$F [jT_s]$	$s [t_v]$	$Q_1 [t_v]$	$Q_2 [t_v]$	$Q_3 [t_v]$
1	s_1	G_1/Q_2	G_0/Q_3	G_0/Q_3	0	s_1	G_0/Q_1	G_0/Q_2	G_0/Q_3
1	s_2	G_2/Q_2	G_0/Q_3	G_1/Q_3	0	s_2	G_0/Q_1	G_0/Q_2	G_0/Q_3
1	s_3	G_3/Q_2	G_0/Q_3	G_2/Q_3	0	s_3	G_0/Q_1	G_0/Q_2	G_0/Q_3
1	s_4	G_3/Q_2	G_0/Q_3	G_3/Q_3	0	s_4	G_0/Q_1	G_0/Q_2	G_0/Q_3
1	s_5	G_5/Q_2	G_0/Q_3	G_4/Q_3	0	s_5	G_0/Q_1	G_0/Q_2	G_0/Q_3
1	s_6	G_6/Q_2	G_0/Q_3	G_6/Q_3	0	s_6	G_0/Q_1	G_0/Q_2	G_0/Q_3

Таблица 4.9

F	s	$Q_1 [t_v] = 10$	$Q_2 [t_v] = 01$	$Q_3 [t_v] = 11$
1	s_1, \dots, s_6	11	10	00
0	s_1, \dots, s_6	00	00	01

тиристоров и полное отключение нагрузки до поступления следующего $F [j + 1)T_s] = 1$.

В соответствии с перечисленными этапами коммутации примем число состояний УС равным трем:

$$Q_1 [t_v] = \{10\} - 1 \text{ этап коммутации;}$$

$$Q_2 [t_v] = \{01\} - 2 \text{ этап коммутации;} \quad (4.92)$$

$$Q_3 [t_v] = \{11\} - 3 \text{ этап коммутации.}$$

Последний этап коммутации можно исключить из состояний УС, поскольку он достигается при окончании сигнала управления в момент $t = jT_s + (l_3 + 1)T_c/6$.

На основании перечисленных условий составлена обобщенная таблица выходов и переходов проектируемого УС (табл. 4.8).

Используем данные табл. 4.8 для получения системы функций (4.78). В частности, покомпонентная сумма по модулю 2 кодов состояния j -го столбца и пересечения i -й строки с этим столбцом, реализующая систему функций возбуждения, приведена в табл. 4.9, откуда следуют искомые функции (для ЭП на триггерах со счетным входом):

$$q_1 [t_{v+1}] = F [jT_s] \{s_1 [t_v] + \dots + s_6 [t_v]\} \{q_1 [t_v] \oplus q_2 [t_v]\}; \quad (4.93)$$

$$q_2 [t_{v+1}] = \{F [jT_s] q_1 [t_v] \bar{q}_2 [t_v] + \\ + \bar{F} [jT_s] q_1 [t_v] q_2 [t_v]\} \{s_1 [t_v] + \dots + s_6 [t_v]\}.$$

Поскольку из условий (4.90) следует, что $s_1 [t_v] + \dots + s_6 [t_v] = 1$, то система уравнений (4.93) упрощается:

$$q_1 [t_{v+1}] = F [jT_s] \{q_1 [t_v] \oplus q_2 [t_v]\}; \quad (4.94)$$

$$q_2 [t_{v+1}] = q_1 [t_v] \{F [jT_s] \oplus q_2 [t_v]\}.$$

Аналогично образуются и функции выходов, которые имеют вид:

$$\begin{aligned}
 g_1 [t_v] &= F [jT_s] \{ (s_1 [t_v] + s_2 [t_v]) q_1 [t_v] \bar{q}_2 [t_v] + \\
 &\quad + (s_2 [t_v] + s_3 [t_v]) q_1 [t_v] q_2 [t_v] \}; \\
 g_2 [t_v] &= F [jT_s] \{ (s_2 + s_3) q_1 \bar{q}_2 + q_1 q_2 (s_3 + s_4) \}; \\
 g_3 [t_v] &= F [jT_s] \{ (s_3 + s_4) q_1 \bar{q}_2 + q_1 q_2 (s_4 + s_5) \}; \\
 g_4 [t_v] &= F [jT_s] \{ (s_4 + s_5) q_1 \bar{q}_2 + q_1 q_2 (s_5 + s_6) \}; \\
 g_5 [t_v] &= F [jT_s] \{ (s_5 + s_6) q_1 \bar{q}_2 + q_1 q_2 (s_6 + s_1) \}; \\
 g_6 [t_v] &= F [jT_s] \{ (s_6 + s_1) q_1 \bar{q}_2 + q_1 q_2 (s_1 + s_2) \}.
 \end{aligned} \tag{4.95}$$

Функциональная схема многозначного УС на триггерах со счетным входом, соответствующая условиям (4.94) и (4.95), изображена на рис. 4.22, б. Она предназначена для работы с сигналами $F [jT_s] = 1$, имеющими длительность $(l_3 + 1)T_c/6$. Элемент DD служит для устранения тупикового состояния $Q_0 = \{00\}$. Если сигнал $F [jT_s] = 1$ имеет малую длительность, то схему УС необходимо дополнить триггером и счетчиком с коэффициентом пересчета $l_3 + 1$ для формирования кванта энергии по длительности, которые аналогичны подобным элементам схемы однозначного УС, изображенной на рис. 4.22, а.

При проектировании УС для ИО вида П необходимо учитывать следующие особенности функционирования этих схем. Во-первых, из анализа временных диаграмм работы ИО (рис. 4.1, в) следует, что при $F [jT_s] = 1$ в момент времени jT_s включается первый тиристор сигналом синхронизации s'_1 , совпадающим с моментом перехода через нуль соответствующего фазного напряжения сети с учетом его полярности. Например, если в момент jT_s сигнал $s'_1 = 1$, то включается $VS1$, а при $s'_3 = 1$ включается $VS3$. При такой коммутации импульсы напряжения на нагрузке имеют положительную полярность. При $s'_2 = 1$, $s'_4 = 1$ или $s'_6 = 1$ соответственно включаются $VS2$, $VS4$ или $VS6$, а напряжение на нагрузке отрицательное. Следовательно, в течение каждого интервала времени $T_{и(3)}$, определяемого из условий (4.13), могут включаться только тиристоры $VS1$, $VS3$ или $VS5$ (для формирования на нагрузке импульсов напряжения положительной полярности) или $VS2$, $VS4$, $VS6$ (для формирования отрицательных импульсов).

Тиристор, включенный первым, находится в проводящем состоянии до момента $jT_s + 5T_c/16$, где происходит его естественное отключение и создаются условия для включения следующего тиристора, номер которого отличается от номера предыдущего на 2. Следующий тиристор находится в открытом состоянии в течение времени $T_c/3$, если квант энергии на нем не заканчивается, или — $5T_c/12$ в противном случае.

Второй особенностью работы этих схем является необходимость задержки на время $T_c/12$ сигналов синхронизации s'_i , участвующих во включении тиристоров в интервале $T_{и(3)}$, за исключением первого тиристора (см. рис. 4.1, в). Задержка может быть реализована при

помощи соответствующих элементов или за счет использования вместо задержанных сигналов s'_1, \dots, s'_6 сигналов $s_5, s_6, s_1, \dots, s_4$ линейной синхронизации соответственно, которые смещены друг относительно друга во времени на интервал $T_c/12$. Последнее объясняется тем, что линейные напряжения опережают соответствующие фазные (например, U_{AB} и U_A , U_{BC} и U_B , U_{CA} и U_C) на время $5T_c/12$.

Автоматное время для рассматриваемых схем также задается на интервале времени $jT_s < t < jT_s + T_{из}$ в соответствии с уравнением

$$t_v = vT_c/12, \quad (4.96)$$

где $v = 1, 2, 3, \dots, 4l_3 + 2$.

Длительность сигнала управления $F[jT_s] = 1$ должна быть равна $(2l_3 - 1)T_c/6$, а значения вектора управления должны кодироваться следующим образом:

$$\begin{aligned} G_0[t_v] &= \{000000\}, \text{ ключи выключены;} \\ G_1[t_v] &= \{100000\}, \text{ включен VS1;} \\ G_2[t_v] &= \{010000\}, \text{ включен VS2;} \\ G_3[t_v] &= \{001000\}, \text{ включен VS3;} \\ G_4[t_v] &= \{000100\}, \text{ включен VS4;} \\ G_5[t_v] &= \{000010\}, \text{ включен VS5;} \\ G_6[t_v] &= \{000001\}, \text{ включен VS6.} \end{aligned} \quad (4.97)$$

Процесс подачи кванта энергии в течение такта разбит на этапы:

1) включение первого тиристора на время $jT_s < t \leq jT_s + 5T_c/12$ в момент jT_s соответствующим сигналом s'_2 ;

2) последовательное $(l_3 - 1)$ -кратное включение тиристорov на участках $v = 6, 10, \dots, 4l_3 - 2$ сигналами линейной синхронизации s_t , причем VS1 включается сигналом s'_5 , VS2 — сигналом s'_2 , VS3 — сигналом s'_1 , а тиристоры VS4, VS5, VS6 — сигналами s_4, s_3 и s_6 соответственно;

3) отсутствие сигналов управления в интервале времени $jT_s + (4l_3 - 1)T_c/12 < t \leq jT_s + (4l_3 + 2)T_c/12$, в котором при $t = jT_s + (4l_3 - 2)T_c/12$ происходит естественное выключение схемы ИО.

Число состояний УС можно принять равным двум в соответствии с кодированием вектора $Q[t]$ по условиям (4.92). На основании перечисленных условий составляется обобщенная таблица выходов и переходов УС, используемая для синтеза таблицы узлов схемы. Наличие дополнительных значений вектора синхронизации (фазной синхронизации на первом этапе коммутации или линейной на втором этапе) нежелательно, так как усложняет синтез схемы УС. Для упрощения конструкции этого узла рационально использовать один вид сигналов синхронизации (например, только фазные) как на первом, так и на втором этапах коммутации, а для обеспечения надежного включения тиристорov использовать дополнительные устройства задержки выходных сигналов управления на втором этапе на время $T_c/12$. При этом первона-

чальные сигналы управления должны формироваться для $v = 5, 9, \dots, 4l_3 - 3$ второго этапа по значениям фазовых синхросигналов s'_i , определяемых следующим образом:

$$\begin{aligned}
 s'_1 &= \{100000\} \text{ для } U_A \geq 0; \\
 s'_2 &= \{010000\} \text{ для } U_C \leq 0; \\
 s'_3 &= \{001000\} \text{ для } U_B \geq 0; \\
 s'_4 &= \{000100\} \text{ для } U_A \leq 0; \\
 s'_5 &= \{000010\} \text{ для } U_C \geq 0; \\
 s'_6 &= \{000001\} \text{ для } U_B \leq 0.
 \end{aligned}
 \tag{4.98}$$

Дальнейший процесс проектирования УС для схем ИО вида 11 аналогичен рассмотренному ранее проектированию УС для ИО вида 12. На рис. 4.22, в изображена функциональная схема искомого УС этого вида для коммутации напряжения одной полярности с длительностью выходных импульсов, определенной коэффициентом деления счетчика CT .

В заключение рассмотрим вопрос применения различных ЭП для УС. Как в однозначных, так и в многозначных узлах синхронизации могут применяться ЭП с количеством состояний, большим двух. В целом сложность таких схем может увеличиваться из-за дополнительных затрат на технически избыточные элементы памяти (счетчики, регистры и т. п.), однако вследствие наличия широкой номенклатуры таких готовых элементов в промышленной микроэлектронной базе суммарные затраты на УС не только не увеличиваются, но и в ряде случаев уменьшаются. Уровень этих затрат определяется по конкретным условиям проектирования схем УС и во многом зависит от используемой элементной базы.

ЭЛЕКТРОННЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ С РЕЛЕЙНЫМ И РЕЛЕЙНО-ИМПУЛЬСНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

5.1. Особенности регуляторов с релейным и релейно-импульсным управлением

Работа импульсных регуляторов связана с большими искажениями сетевого напряжения, которые приводят к существенному ухудшению как формы напряжения на нагрузке, так и энергетических характеристик регуляторов. При этом, если энергетические характеристики можно улучшить применением специальных способов управления, связанных с принудительным выключением тиристоров при ИУ—ОЧ и ИУ—ВЧ или синхронным групповым управлением регуляторов с ИУ—НЧ, то форма выходного напряжения на нагрузке каждого регулятора не может быть улучшена этими методами. В то же время форма напряжения на выходе регулятора имеет существенное значение для целого ряда исполнительных устройств автоматики и в первую очередь для прецизионного электропривода, механизмов систем аналитических приборов, точных следящих систем и т. п. Применение фильтров для улучшения формы потребляемого напряжения при ИУ—НЧ способах практически исключено из-за низкой частоты выходного напряжения регуляторов. При способах ИУ—ОЧ основное питание устройств промышленной автоматики осуществляется на промышленной частоте 50 Гц, на которой фильтры имеют большие габариты и массу, большую индуктивность, что ухудшает как технико-экономические показатели аппаратуры, так и ее динамические характеристики, поскольку фильтр вносит существенную инерционность в систему, превышающую инерционность любого ее элемента. Применение ИУ—ВЧ способов управления позволяет существенно снизить требования к характеристикам фильтров, однако необходимость принудительного запирания силовых ключей приводит к необходимости использовать дополнительные схемы коммутации, применение которых связано с усложнением ЭР и ухудшением их экономичности из-за дополнительного расхода энергии в цепях коммутации, растущей с повышением частоты выходного напряжения. Кроме того, импульсные способы управления приводят к резкому возрастанию высокочастотных помех в сети и радиоканале, что практически недопустимо для ряда применений прецизионных САУ (для управления системами магнитной памяти, звукозаписи и воспроизведения, в цифровых системах управления и т. д.).

Релейное управление ИО в регуляторах переменного напряжения позволяет объединить в себе достоинства низкочастотного управления,

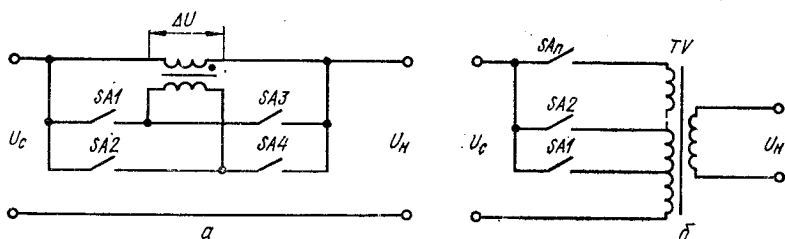


Рис. 5.1

связанные с включением силовых ключей ИО в моменты перехода напряжения через нуль и, как следствие, отсутствием высокочастотных искажений, и высокочастотного управления, обеспечивающего минимум низкочастотных искажений. При релейном управлении осуществляется амплитудное регулирование, которое практически не искажает форму сетевого напряжения, а значит, обеспечивает высокие энергетические характеристики регуляторов. Поскольку ИО при релейном управлении, как и при импульсном, работают в ключевом режиме, изменение амплитуды выходного напряжения имеет дискретный (ступенчатый) характер с размерами ступени, определяемой дискретность регулировочной характеристики, однозначно связанной для данного способа управления с конструкцией исполнительного органа регулятора.

Амплитудное регулирование можно осуществить либо включением последовательно с нагрузкой трансформатора (рис. 5.1, а), который добавляет или отнимает напряжение, либо применением трансформатора (автотрансформатора) с переменным коэффициентом трансформации $n_T(X_y)$ (рис. 5.1, б) за счет коммутации выводов обмоток.

В первом случае трансформатор TV может работать как на основной, так и на повышенной частоте, а во втором — только на основной частоте. Однако схема (рис. 5.1, а) не обеспечивает гальванической развязки и согласования напряжения сети и нагрузки. В силу этого, а также некоторых других недостатков [7] этот способ амплитудного регулирования широкого применения в устройствах промышленной автоматики не находит. Значительно большее распространение получили регуляторы с ИО второго типа.

Для релейного регулятора, выполненного по схеме рис. 5.1, б, изменение напряжения на нагрузке ΔU_n связано с изменением коэффициента трансформации Δn_T в фиксированные моменты коммутации ключей

$$\Delta U_n = U_c [n_T(X_{y_i}) - n_T(X_{y_{(i-1)}})] = U_c \Delta n_T.$$

Если релейный регулятор применяется в режиме стабилизатора, напряжение на нагрузке U_n состоит из нерегулируемой части напряжения, характеризуемой коэффициентом трансформации n_T трансформатора, и регулируемой части напряжения, характеризуемой коэффициентом трансформации Δn_T , дискретно изменяемым в фиксирован-

Таблица 5.1

Вид квантования	№ секции n	Весовой коэффициент секции 2^{n-1} и 3^{n-1}	Возможные включения данной и предыдущих секций	Относительные изменения ΔU_T
Двоичное квантование	1	$2^{1-1} = 1$	+1	+1
	2	$2^{2-1} = 2$	+2	+2
			+2+1	+3
	3	$2^{3-1} = 4$	+4	+4
			+4+1	+5
			+4+2	+6
			+4+2+1	+7
	4	$2^{4-1} = 8$	+8	+8
+8+1			+9	
+8+2			+10	
+8+2+1			+11	
Троичное квантование	1	$3^{1-1} = 1$	+1	∓ 1
	2	$3^{2-1} = 3$	+3-1	∓ 2
			+3	∓ 3
			+3+1	∓ 4
	3	$3^{3-1} = 9$	+9-3-1	∓ 5
			+9-3	∓ 6
			+9-3+1	∓ 7
			+9-1	∓ 8
			+9	∓ 9
			+9+1	∓ 10
			+9+3-1	∓ 11

ные моменты коммутации ключей

$$U_n = U_c [n_T + \Delta n_T].$$

Поскольку при амплитудном регулировании осуществляется квантование по уровню, то в зависимости от режима работы ИО такое квантование можно разделить на двоичное и троичное. При двоичном квантовании напряжение добавки ΔU_n (рис. 5.1, а) может либо отсутствовать (при всех разомкнутых ключах), либо добавляться к напряжению U_n , т. е. складываться с ним (при замкнутых ключах SA1 и SA4). При троичном квантовании напряжение ΔU_n может не только отсутствовать (при замкнутых ключах SA1 и SA2) или складываться с напряжением U_n , но и вычитаться из него при замкнутых ключах SA2 и SA3.

В случае секционирования таких устройств добавки напряжений отдельных секций (рис. 5.1, б) зависят от весовых коэффициентов этих секций, которые определяются видом квантования. Например, для двоичного квантования весовые коэффициенты равны 2^{n-1} , а для троичного 3^{n-1} (т. е. составляют веса разрядов чисел, представленных соответственно в двоичной или троичной системе счисления), где n — порядковый номер секции (добавки напряжения). При этом первая

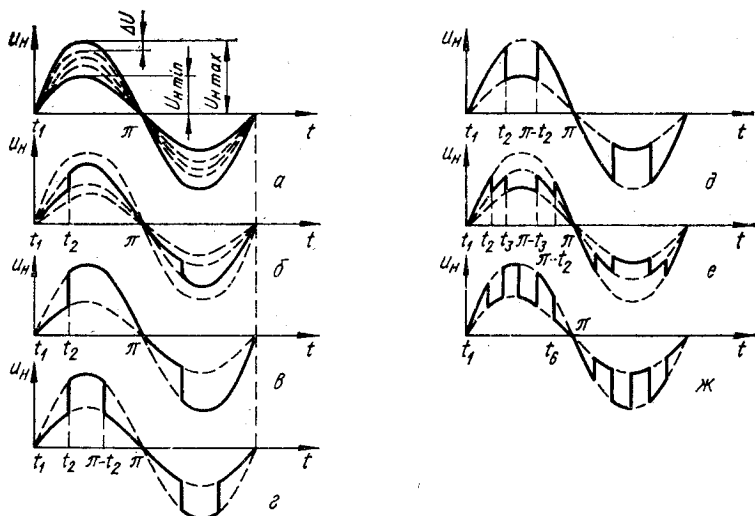


Рис. 5.2

(младшая) добавка определяет заданную дискретность регулирования напряжения.

В табл. 5.1 показано относительное изменение коэффициента трансформации Δn_T при двоичном и троичном квантовании в зависимости от числа секций. Из этой таблицы, в частности, видно, что для троичного квантования число секций меньше по сравнению с двоичным квантованием (например, для одного и того же относительного изменения $\Delta n_T = \pm 11$ в первом случае требуется 4 секции, а во втором 3 секции). Знаки «+» и «-» в этой таблице означают соответственно согласное или встречное включение секций.

Так как в пределах каждого полупериода питающего напряжения напряжение на выходе релейного регулятора изменяется только один раз (его величина задается в начале полупериода), то их также называют регуляторами с однократной коммутацией (рис. 5.2, а).

Как видно из табл. 5.1, дискретность изменения выходного напряжения релейного регулятора тесно взаимосвязана с числом секций или отводов трансформатора, поэтому в ряде случаев с целью упрощения исполнительных органов регуляторов переменного напряжения используют комбинированное управление — релейное и импульсное (рис. 5.2, б—ж). В таких регуляторах удается упростить ИО и одновременно уменьшить искажения сети, присущие импульсным способам управления. По числу дискретных изменений коэффициента трансформации в пределах каждого полупериода питающего напряжения, релейно-импульсные регуляторы можно разделить на устройства с двухтактной и многотактной коммутациями силовых ключей ИО.

На рис. 5.2, б и в показана форма напряжения на нагрузке при двухтактной коммутации ключей в начале полупериода t_1 и в момент

времени t_2 с выбором поддиапазона (рис. 5.2, б) и без выбора поддиапазона (рис. 5.2, в).

Значительное улучшение качественных показателей по сравнению с двухтактной коммутацией (рис. 5.2, в) даст регулирование с трехтактной (рис. 5.2, г и д), а также с пятитактной (рис. 5.2, е) коммутацией силовых ключей, симметричной относительно середины полупериода питающего напряжения сети. На рис. 5.2, ж приведена форма напряжения при многотактной коммутации силового ключа с фиксированным на двух уровнях коэффициентом трансформации. Из этих рисунков легко заметить, что релейно-импульсное управление представляет собой сочетание релейного с импульсным на основной (рис. 5.2, б—д) и высокой (рис. 5.2, е, ж) частотах.

Во второй главе показано, что кривые вида рис. 5.2 можно разложить на непрерывную (обеспечиваемую при релейном управлении) и импульсную (обеспечиваемую при импульсном управлении) составляющие и рассматривать каждую из них отдельно. Поскольку импульсное управление достаточно подробно рассмотрено в предыдущих главах, остановимся в дальнейшем в основном на особенностях и характеристиках релейного управления, т. е. управления с однократной коммутацией.

5.2. Основные характеристики релейных регуляторов переменного напряжения

Мгновенное и действующее значения напряжения нагрузки связаны с соответствующими значениями напряжения сети u_c и U_c коэффициентом передачи ИО по мгновенному значению напряжения и коэффициентом передачи регулятора по действующему значению напряжения

$$u_n = k_u u_c; \quad U_n = K_u U_c. \quad (5.1)$$

Поскольку в релейных регуляторах коэффициент k_u изменяется дискретно, принимая ограниченное число значений N , в формуле (5.1) величину k_u целесообразно заменить дискретным значением k_{un} , где $n = 0, 1, 2, \dots, N$. Коэффициент передачи по действующему значению K_u зависит как от состояния ключей ИО, так и от закона переключения ключей во времени. Поэтому он характеризует весь регулятор, а не один ИО и при изменении напряжения нагрузки может либо плавно изменяться от минимального до номинального $K_{uном}$ значения в случае использования релейно-импульсного управления, либо также изменяться ступенчато при использовании релейного управления.

Регулировочная характеристика при релейном управлении в основном определяется схемой ИО, от которой в большой степени зависят технико-экономические показатели регулятора. К нему предъявляются требования: обеспечение необходимого числа уровней квантования коэффициента передачи и распределение их по требуемому закону; минимальное количество силовых элементов; минимальная расчетная мощность силового оборудования; простота управления и надежность.

Число уровней квантования и закон их распределения определяются законом управления, допустимыми искажениями формы напряжения на нагрузке и заданными энергетическими характеристиками.

Пусть реализуемые коэффициенты передачи k_{un} удовлетворяют условию (2.1), при этом минимальный коэффициент передачи на нулевом уровне (полное отключение) $k_{u0} = 0$, а максимальный коэффициент передачи на последнем уровне $k_{uN} = K_{uN}$. Так как нулевой уровень специальными средствами можно не обеспечивать, то в дальнейшем его рассматривать не будем, а значение $n = 0$ в полученные далее соотношения подставлять недопустимо.

При релейном управлении можно выделить два закона распределения уровней квантования: равномерное распределение (распределение по арифметической прогрессии), когда ступени регулировочной характеристики $U_n = f(X_y)$ одинаковы по абсолютной величине:

$$k_{u(n+1)} - k_{un} = \text{const}; \quad (5.2)$$

$$k_{un} = k_{u1} + \frac{k_{uN} - k_{u1}}{N-1} (n-1), \quad (5.3)$$

и пропорциональное распределение (распределение по геометрической прогрессии), когда эти скачки одинаковы по относительной величине:

$$k_{u(n+1)}/k_{un} = \text{const}; \quad (5.4)$$

$$k_{un} = k_{u1} \left(\frac{k_{uN}}{k_{u1}} \right)^{\frac{n-1}{N-1}}. \quad (5.5)$$

Первый уровень коэффициента передачи регулятора в уравнениях (5.3) и (5.5)

$$k_{u1} = k_{uN}/N. \quad (5.6)$$

Этот коэффициент определяет минимальное относительное значение напряжения на нагрузке.

Минимальное число уровней выходного напряжения, обеспечиваемое на выходе релейного регулятора, часто используют в качестве показателя квантования. Для равномерного распределения этот показатель равен:

$$N_p = 1 + \left(\frac{k_{uN} - k_{u1}}{k_{u(n+1)} - k_{un}} \right)_{\min}, \quad (5.7)$$

а для пропорционального распределения:

$$N_p = 1 + \left(\frac{\ln k_{uN} - \ln k_{u1}}{\ln k_{u(n+1)} - \ln k_{un}} \right)_{\min}. \quad (5.8)$$

Если ИО обеспечивает идеальное равномерное (5.3) или пропорциональное (5.5) распределение во всем диапазоне регулирования, то после подстановки этих выражений соответственно в (5.7) и (5.8) получим

$$N_p = N_n = N. \quad (5.9)$$

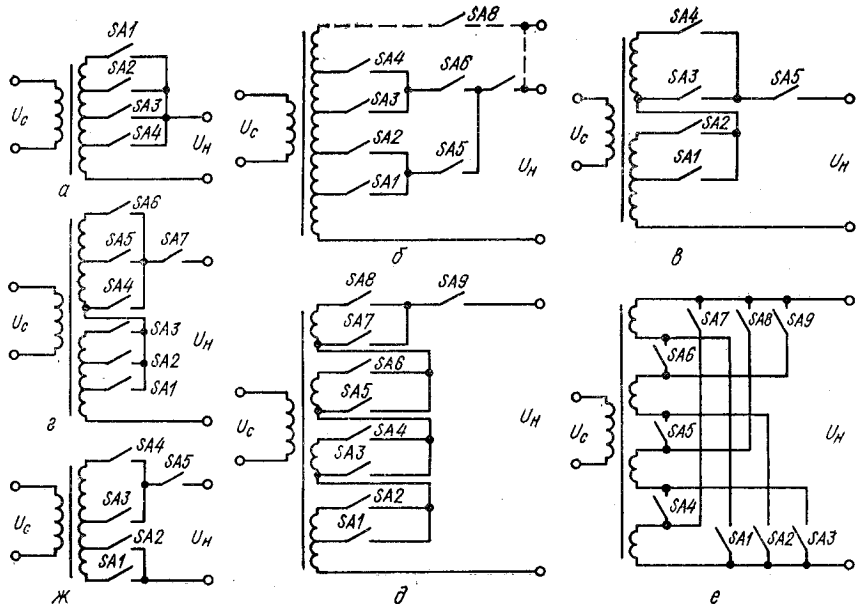


Рис. 5.3

Таким образом, показатели качества квантования (5.7) и (5.8) при идеальном распределении совпадают с числом уровней квантования, а при неидеальном показывают, какому числу уровней при идеальном распределении эквивалентен рассматриваемый случай.

Так как дискретность управления и сама регулировочная характеристика определяются в первую очередь схемой ИО, в отличие от импульсных способов управления, при которых определяющую роль играет схема управления, целесообразно подробнее остановиться на схемах ИО, обеспечивающих требуемый вид регулировочной характеристики. Основные схемы ИО, применяемых при релейном управлении, показаны на рис. 5.3.

Простейшая схема ИО для релейного управления (рис. 5.3, а) позволяет реализовать любые законы распределения уровней квантования при переключениях на любой стороне трансформатора (как первичной, так и вторичной). Число ключей M в таком ИО и число уровней квантования при любом законе распределения

$$M = N = [N_p] = [N_n], \quad (5.10)$$

где квадратные скобки означают целое число, округленное в большую сторону, например, $N_p = 5,2$, а $[N_p] = 6$. Необходимость такого обозначения вызвана тем, что числа ключей и уровней квантования могут быть только целыми, а показатели качества квантования — произвольными.

Уравнение (5.10) показывает, какое минимальное число ключей, а значит, и ступеней регулировочной характеристики, должно быть

в схеме ИО для обеспечения заданной (или вычисленной исходя из требований качества управления) дискретности управления $1/N$.

Схема ИО (рис. 5.3, б) также позволит реализовать любые законы распределения уровней квантования коэффициента передачи при переключениях на любой стороне трансформатора, однако число ключей при том же показателе качества квантования получается увеличенным по сравнению с предыдущей схемой

$$M = 2N - 1 = 2[N_p] - 1 = 2[N_n] - 1. \quad (5.11)$$

Кроме того, в этой схеме ток нагрузки протекает через два и более последовательно включенных ключа, что приводит к увеличению потерь и снижению надежности работы схемы.

В схемах рис. 5.3, в—д обмотка трансформатора разбивается на секции, разделенные на участки отпайками. Силовые ключи ИО по определенным законам последовательно соединяют различные участки секций во всевозможных сочетаниях. Число сочетаний определяет число уровней квантования. При переключениях на вторичной стороне трансформатора напряжение на любом участке секции обмотки не зависит от состояния ключей. Алгоритм переключения реализует кодовый принцип, основанный на базе системы счисления с некоторым основанием a . Набор требуемых уровней квантования коэффициентов передачи в виде кода предполагает только равномерное их распределение. Число отпаяк отдельной секции равно a . Число секций J вторичной обмотки трансформатора определяется числом разрядов, необходимых для записи заданного показателя в системе счисления с основанием a [7]

$$J = [\log_a N_p].$$

При анализе показателей качества квантования кодовых схем с основанием $a > 1$ (рис. 5.2, в, г) удобнее кодовый принцип обозначения секций: номер секции j соответствует разряду, номер отпайки или ключа внутри секции $g_j = 0, 1, 2, \dots, (a - 1)$ совпадает с цифрой в разряде j кодовой записи номера уровня квантования n в соответствующей системе счисления

$$n = 1 + \sum_{j=1}^J g_j a^{j-1}.$$

Напряжение между крайними выводами секции

$$U_j = U_c \frac{k_{uN} - k_{u1}}{N - 1} a^{j-1}.$$

Число ключей, необходимых для реализации требуемой дискретности управления

$$M = a \log_a N_p, \quad (5.12)$$

если $\log_a N_p$ — целое число. Если $\log_a N_p$ — дробное число, то последняя секция выполняется с числом ключей, меньшим a .

Оптимальное значение основания a можно определить из выражения (5.12) при исследовании его на минимум

$$a_{\text{опт}} = e = 2,71.$$

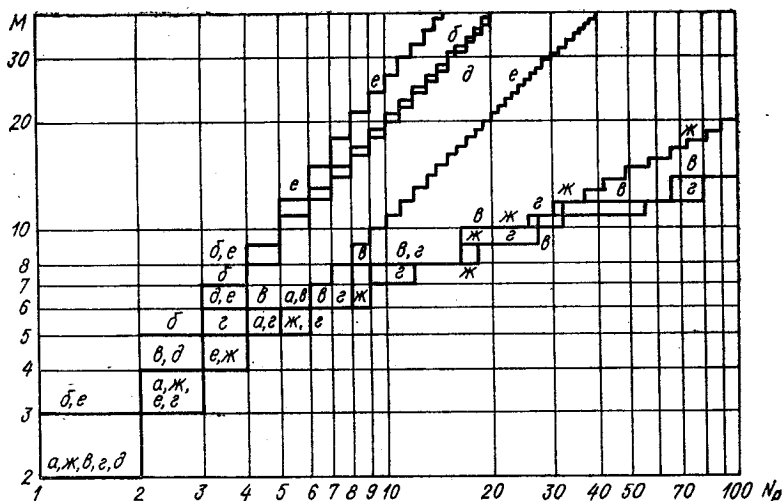


Рис. 5.4

Практически минимум числа ключей в релейном ИО можно реализовать при ближайших целых значениях a , т. е. 2 или 3. Эти выводы совпадают с результатами общего анализа ИО релейных регуляторов, приведенными в п. 2.2.

Тем не менее из-за простоты реализации достаточно широко используются и схемы ИО при $a = 1$, т. е. единичные кодовые схемы (рис. 5.3, δ , ϵ). Число ключей при любом законе распределения на любой стороне трансформатора для схемы (рис. 5.3, δ) равно:

$$M = 2[N_p - 1] = 2[N_n - 1],$$

а для схемы рис. 5.3, ϵ :

$$M = 3[N_p - 1] \text{ при } N \geq 3.$$

Схему рис. 5.3, a можно считать одноразрядной кодовой схемой, а схему рис. 5.3, $ж$ можно рассматривать как кодовую, в которой задано число разрядов, равное двум при системе счисления с произвольным основанием a . Эта схема состоит из двух групп ключей: верхней с числом ключей M_1 (в нашем примере $M_1 = 2$) нижней M_2 . Эти ключи обеспечивают соответственно N_1 и N_2 уровней квантования. Общее число ключей $M = M_1 + M_2$ позволяет получить N уровней квантования, причем $N = N_1 N_2$. Минимальное число ключей при этом получается при $M_1 = M_2 = 0,5M$, где $M \approx [2\sqrt{N_p}]$.

На рис. 5.4 приведены зависимости числа ключей M для различного числа дискретных значений выходного напряжения при равномерном распределении [3]. Из рисунка видно, что большее число ключей требуется в схемах рис. 5.3, $б$, $д$, $е$. При $N_p \leq 8$ схемы на рис. 5, $а$, $в$, $г$, $ж$ практически равноценны по необходимому числу ключей. При $N_p \leq 35$ практически равноценны схемы рис. 5.3, $в$, $г$, $ж$. При больших N_p предпочтительнее кодовые схемы рис. 5.3, $в$, $г$. Число

ключей для этих схем (рис. 5.4) близко друг к другу во всем диапазоне изменения N_p , не расходясь больше, чем на две единицы. Однако построение системы управления по двоичному коду проще, чем по троичному, поэтому схема рис. 5.3, в предпочтительнее.

Равномерное распределение уровней квантования при их большом числе наиболее просто обеспечивают кодовые схемы ИО при переключениях на вторичной стороне трансформатора. В то же время эти схемы (кроме рис. 5.3, д) не позволяют получить пропорциональное распределение (5.4) уровней квантования на любой стороне трансформатора и равномерное при переключениях на первичной стороне. Так, если даже удастся получить небольшую разность между значениями любых ближайших уровней квантования, максимально возможное отношение ближайших уровней (а именно k_{u1} и k_{u2}) может быть достаточно большим. При регулировании во всем диапазоне (5.6) и равномерном распределении уровней квантования показатели качества равномерного и пропорционального распределения связаны соотношением $N_p = 2^{N_{II} - 1}$.

Трудность получения требуемого закона распределения уровней квантования при переключениях секций первичной обмотки объясняется тем, что при подключении или отключении этих секций изменяется удельный вес каждого витка как первичной, так и вторичной обмотки, т. е. число вольт сетевого напряжения, приходящееся на один виток. При этом напряжение вторичной обмотки при коммутации одной секции зависит не только от числа витков этой секции, но и от удельного веса каждого из витков, т. е. от состояния ключей остальных секций. При переключении на вторичной стороне трансформатора удельный вес каждого витка неизменен, что и позволяет

Таблица 5.2

Схема трансформатора	Вид распределения	Схема ИО на рис. 5.3	Режим работы						M
			Постоянное сопротивление нагрузки		Постоянный ток нагрузки		Постоянная мощность нагрузки		
			S_T^*	S_{TP}^*	S_T^*	S_{TP}^*	S_T^*	S_{TP}^*	
Вторичная	Равномерное	a	6,5	1	12,0	1	43	2,35	16
		б	2,53	1	4,06	1	22,9	2,35	31
		в	1,6	1	1,94	1	19,0	2,6	9
		д	1,53	1	1,94	1	19,0	2,35	31
		ж	2,2	1	3,20	1	22,0	2,45	9
Вторичная	Пропорциональное	a	1,3	1	4,0	1	27,0	2,27	5
		б	1,26	1	2,68	1	21,0	2,27	9
		д	1,14	1	1,94	1	18,0	2,27	9
		е	4,78	1	6,0	1	19,0	1,25	45

Схема трансформатора	Вид распределения	Схема ИО на рис. 5.3	Режим работы						M
			Постоянное сопротивление нагрузки		Постоянный ток нагрузки		Постоянная мощность нагрузки		
			S_T^*	$S_{тр}^*$	S_T^*	$S_{тр}^*$	S_T^*	$S_{тр}^*$	
Первичная	Пропорциональное	a	1,6	1,23	4,06	2	27,0	17	5
		б	1,4	1,23	3,45	2	17,5	17	9
		в	2,47	1,23	3,0	2	17,0	17	8
		г	1,78	1,0	2,38	1	17,6	16	45

достаточно просто получить требуемую регулировочную характеристику.

Если по условиям эксплуатации силовые ключи можно включать и в первичную, и во вторичную обмотки трансформатора, то можно получить большое число уровней квантования или малую дискретность регулирования при меньшем числе ключей. Однако при применении схем ИО на обеих сторонах трансформатора в чистом виде удастся реализовать только пропорциональное распределение.

Технико-экономическая эффективность схем ИО релейных и релейно-импульсных регуляторов определяется относительными расчетными мощностями трансформатора $S_{тр}^*$ и ключей S_T^* . Детальный анализ этих параметров для ИО (рис. 5.3) выполнен в работе [3]. Результаты этого анализа сведены в табл. 5.2, где приведено сравнение всех указанных случаев распределения при всех режимах ИО. Все расчеты выполнены для $\Delta U_n / U_{n \max} = 1/16$, что соответствует при равномерном распределении $N = 16$, а при пропорциональном $N = 5$.

Анализ табл. 5.2 позволяет сделать следующие выводы.

1. Режим работы с постоянной мощностью нагрузки самый тяжелый, он приводит к резкому увеличению расчетных мощностей элементов.

2. При регулировании на вторичной стороне расчетная мощность трансформатора ниже или в отдельных случаях равна расчетной мощности при регулировании на первичной стороне. Регулирование в широком диапазоне на первичной стороне трансформатора в режиме постоянной мощности нагрузки, как правило, нецелесообразно.

3. При равномерном распределении уровней квантования на вторичной обмотке во всех режимах наиболее целесообразны двоичная (рис. 5.3, в) и единичная (рис. 5.3, д) кодовые схемы. При работе с постоянной мощностью нагрузки к ним приближаются схемы (рис. 5.3, б и ж).

4. При пропорциональном распределении на вторичной стороне и постоянных сопротивлении или токе нагрузки наиболее перспективна

схема рис. 5.3, *д*, а при постоянной мощности нагрузки — схема рис. 5.3, *е*.

5. При пропорциональном распределении и регулировании на первичной стороне наиболее целесообразны в режимах с постоянным сопротивлением нагрузки схемы рис. 5.3, *а* и *б*; с постоянным током нагрузки — схема рис. 5.3, *е*; с постоянной мощностью нагрузки — схемы рис. 5.3, *б* и *д*.

6. Регулирование на первичной стороне целесообразно только тогда, когда параметры силовых ключей не согласуются с напряжением и током нагрузки, например, при низкоомной нагрузке и очень больших значениях токов нагрузки или при высоком напряжении нагрузки.

7. При выборе схем ИО в маломощных регуляторах определяющим является число ключей, а в мощных — расчетные мощности элементов, так как в последнем случае каждый из ключей может состоять из группы последовательно-параллельно соединенных тиристоров и количество ключей в этом случае не определяет число использованных в них вентилялей.

Энергетические и качественные характеристики релейных регуляторов наиболее высоки из всех рассмотренных, поскольку они целиком определяются коэффициентом сдвига ($\cos \varphi$). Коэффициенты искажений $k_{ис} = 1$ и несимметрии $k_{нес} = 1$. Релейное управление практически не искажает формы кривой выходного напряжения.

Эффективность использования электрической энергии, которая определяется коэффициентом полезного действия (к. п. д.), у релейных регуляторов несколько ниже, чем у импульсных, из-за дополнительных потерь в трансформаторе и на последовательно включенных силовых ключах (например, в схемах рис. 5.3, *б—е*).

Качественные характеристики, которые непосредственно зависят от коэффициента искажений, определяются исключительно синусоидальной формой напряжения на нагрузке.

5.3. Основные характеристики релейно-импульсных регуляторов

В релейно-импульсных электронных регуляторах наиболее часто используется сочетание релейного управления и импульсного управления на основной частоте, т. е. релейно-импульсное управление с двухтактной и трехтактной коммутациями. Это объясняется относительной простотой таких регуляторов и одновременно достаточно высокими энергетическими показателями.

Для однофазного релейно-импульсного регулятора с двухтактной коммутацией и одним трансформатором относительное значение регулируемого напряжения, коэффициент искажения и коэффициент мощности имеют вид [16]:

$$U_n^* = \sqrt{1 + \frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha (1 - S^2) + \frac{\alpha}{\pi} (S^2 - 1)}; \quad (5.13)$$

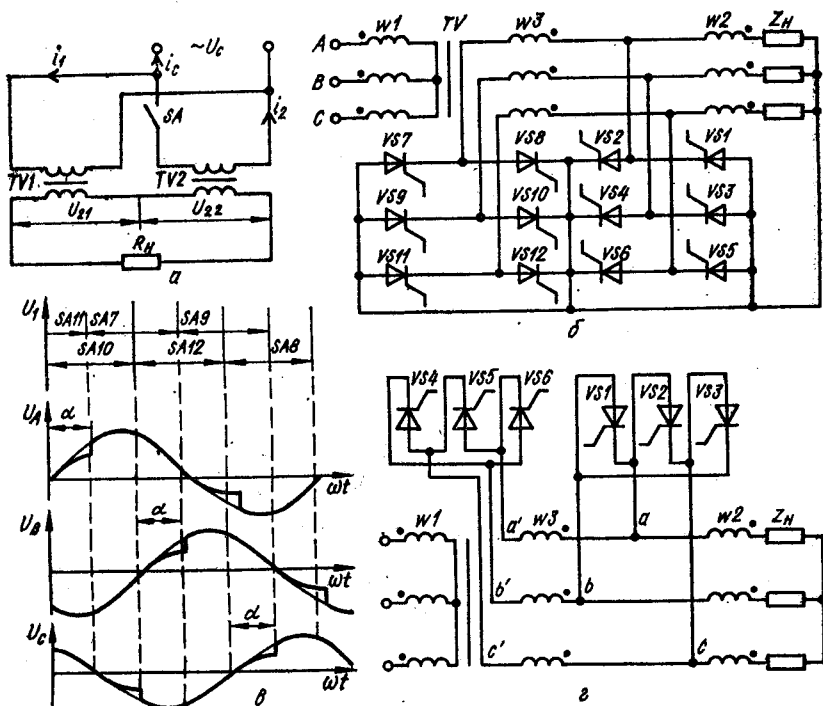


Рис. 5.5

$$\cos \varphi = \frac{S + U_H^{*2}}{\sqrt{\frac{1}{\pi^2} \sin^4 \alpha (S^2 - 1) + (S + U_H^{*2})^2}}; \quad (5.14)$$

$$k_{\text{ис}} = \frac{\sqrt{\frac{\sin^4 \alpha (S^2 - 1)^2}{\pi^2} (S + U_H^{*2})^2}}{U_H^* (1 + S)}; \quad (5.15)$$

$$k_M = \frac{S + U_H^{*2}}{U_H^* (1 + S)}, \quad (5.16)$$

где $S = k_{un}/k_{u(n+1)}$ — коэффициент, показывающий соотношение коэффициентов передачи или напряжений на уровнях, определяемых ре-лейным (k_{un}) и импульсным ($k_{u(n+1)}$) управлениями.

В однофазных регуляторах с симметричной трехтактной коммутацией потребление реактивной мощности отсутствует, поэтому коэффициент мощности равен коэффициенту искажения и определяется так, как и для регулятора с двухтактной коммутацией уравнением (5.16), а коэффициент передачи определяется выражением

$$K_u = \sqrt{S^2 + (1 - S^2) \left(\frac{1}{\pi} \sin \alpha - \frac{\alpha}{\pi} \right)}.$$

Применение в схеме однофазного релейно-импульсного регулятора вольтодобавочного трансформатора (рис. 5.5, а) позволяет использовать один ключ переменного тока в силовой схеме регулятора и одновременно повысить коэффициент мощности и снизить токовую нагрузку управляемых вентилей.

В этой схеме при двухтактной коммутации действующие значения напряжений U_{21} и U_{22} соответственно равны:

$$U_{21} = \frac{U_m K_{T1}}{\sqrt{2}}; \quad U_{22} = \frac{U_m K_{T2} \sqrt{1 - \frac{1}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{\pi}}}{\sqrt{2}},$$

где $K_{T1} = \frac{U_1}{U_c}$; $K_{T2} = \frac{U_2}{U_c}$.

Действующее значение напряжения на нагрузке

$$U_n = \frac{U_m (K_{T1} + K_{T2})}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + (1 - S^2) \left(\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha - \frac{\alpha}{\pi} \right)}, \quad (5.17)$$

где $S = K_{T1} / (K_{T1} + K_{T2})$.

Наибольшее напряжение на нагрузке определяется из уравнения (5.17) при $\alpha = 0$:

$$U_{n\max} = \frac{U_m (K_{T1} + K_{T2})}{\sqrt{2}}. \quad (5.18)$$

Коэффициенты A_{1m} и B_{1m} для первой гармоники тока при активной нагрузке:

$$A_{1m} = \frac{I_m}{\pi} (K_{T1} + K_{T2}) \sin^2 \alpha (S - 1);$$

$$B_{1m} = \frac{I_m}{\pi} (K_{T1} + K_{T2}) \left[\pi + (1 - S) \left(\frac{1}{2} \sin 2\alpha - \alpha \right) \right].$$

Действующее значение первой гармоники сетевого тока

$$I_{d1} = \frac{I_m (K_{T1} + K_{T2})}{\sqrt{2}} \times \\ \times \sqrt{\frac{1}{\pi^2} \sin^4 \alpha (S - 1)^2 + \left[1 + (1 - S) \left(\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha - \frac{\alpha}{\pi} \right) \right]^2}.$$

Коэффициенты сдвига первой гармоники сетевого тока относительно питающего напряжения и коэффициент мощности определяются из уравнений (5.14) и (5.16).

Среднее и действующее значения тока ключа:

$$I_{cp} = \frac{U_m K_{T2}^2}{2\pi R_H} (1 + \cos \alpha);$$

$$I_d = \frac{U_m K_{T2}^2}{2R_H} \sqrt{1 - \frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\alpha}{\pi}}.$$

Максимальное значение коэффициента мощности $k_m = 1$ соответствует значениям относительной величины выходного напряжения, равным 1 и S . Значение относительной величины выходного напряжения, соответствующее минимальной величине коэффициента мощности, можно определить, приравняв нулю производную (5.16) [16]:

$$U_{\text{нmin}}^* = \sqrt{S}; \quad k_{\text{мин}} = \frac{2\sqrt{S}}{1+S}.$$

На рис. 5.5, б и в приведены схемы трехфазных релейно-импульсных регуляторов (регуляторов с вольтодобавкой). В схеме рис. 5.5, б трансформатор TV имеет основную обмотку ω_2 и вольтодобавочную ω_3 . Тиристоры $VS1...VS6$ отпираются в начале соответствующего полупериода фазного напряжения, обеспечивая на нагрузке напряжение $U_2 = U_1 \frac{\omega_2}{\omega_1}$. На рис. 5.5, в приведены алгоритмы переключения тиристоров $VS7...VS12$ и временные диаграммы выходного напряжения при активной нагрузке. Импульсы управления тиристоров $VS7...VS12$ сдвигаются на угол α по отношению к началу соответствующего полупериода питающего напряжения. Запирание тиристоров $VS1...VS6$ осуществляется при отпирании тиристоров $VS7...VS12$. Например, для записания тиристора $VS1$ отпирается тиристор $VS7$, к тиристору $VS1$ прикладывается обратное напряжение $U_{\text{обр}} = U_3 = U_1 \frac{\omega_3}{\omega_1}$, а к нагрузке прикладывается фазное напряжение $U_{\text{н}} = U_1 (\omega_2 + \omega_3)/\omega_1$. Угол α может изменяться в пределах $0...180^\circ$ (при активной нагрузке).

Схема на рис. 5.5, г содержит вдвое меньше тиристоров, а принцип ее работы аналогичен рассмотренной. Тиристоры $VS1...VS3$ отпираются в начале соответствующего полупериода фазного напряжения. При этом обеспечивается эквипотенциальность точек a, b, c трансформатора TV . Для записания тиристоров $VS1...VS3$ отпираются тиристоры $VS4...VS6$. При этом обеспечивается эквипотенциальность точек a', b', c' и к тиристорам $VS1...VS3$ прикладываются обратные напряжения $U_{\text{обр}} = U_3 = U_1 \frac{\omega_3}{\omega_1}$. Фазное напряжение на нагрузке равно $U_{\text{н}} = U_1 (\omega_3 + \omega_2)/\omega_1$. При активной нагрузке угол может изменяться в пределах $0...210^\circ$.

Энергетические характеристики трехфазных релейно-импульсных регуляторов в целом не отличаются от характеристик однофазных регуляторов.

5.4. Формирователи сигнала управления для релейных и релейно-импульсных регуляторов

Формирователи сигнала управления в схемах релейных регуляторов представляют собой по сути преобразователи двоичного или двоично-десятичного кода сигнала управления в заданный код, обеспечивающий требуемую комбинацию включения ключей ИО, однозначно соответствующую коду сигнала управления. Таким образом, структура ФСУ релейных регуляторов практически полностью определяется схемой ИО.

№ п/п	x_2	x_1	x_0	y_1	y_2	y_3	y_4	y_5	y_6	y_7	y_8	y_9
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	1	0	1
2	0	1	0	0	1	0	0	1	0	1	0	1
3	0	1	1	0	0	1	0	0	1	1	0	1
4	1	0	0	0	0	0	1	0	1	1	0	1
5	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	1
6	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1
7	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	1	1

Простейшую схему управления имеет релейный регулятор с ИО, выполненным по схеме на рис. 5.3, а. Роль ФСУ в ней может выполнять любая схема дешифратора, преобразующего двоичный код в унитарный. Так как в таком дешифраторе каждой двоичной комбинации входного сигнала соответствует единица только на одном из выходов, то, соединив соответствующим образом выходы дешифратора со входами ключей ИО (через импульсные усилители), легко получить требуемый закон управления. Так как при нулевом сигнале управления на нулевом выходе дешифратора присутствует единичный логический сигнал, который не используется для управления ключами, то число выходов дешифратора должно быть равно $2^n + 1$, где n — разрядность сигнала управления (на единицу больше числа ключей ИО).

Для схем ИО с отпайками или секционированных ИО схему ФСУ можно получить одним из способов синтеза дискретных комбинационных схем, для чего составляются таблицы соответствия, в которых записывается каждая из комбинаций силовых ключей ИО, соответствующая коду сигнала управления. Рассмотрим, например, методику построения ФСУ для схемы на рис. 5.3, б. Обозначив входные сигналы через x_i , выходные — через y_i составим таблицу соответствия 5.3, где символом 0 обозначено отсутствие входного сигнала на ключе (ключ SA_i разомкнут), символом 1 — наличие входного сигнала на ключе (ключ SA_i замкнут).

Из анализа состояний схемы и табл. 5.3 видно, что на выходе может быть пять различных уровней напряжения (кроме нулевого), максимальное из которых получается при коде входного сигнала 101. Шестая и седьмая строки табл. 5.3 заполняются в зависимости от условий, в которых должна находиться схема при увеличении входного сигнала выше максимального: то ли сохранять свое значение (как показано в табл. 5.3), то ли сбрасываться в нулевое состояние (тогда $y_8 = y_9 = 0$), то ли соответствовать другим значениям. Схема ФСУ, построенного в соответствии с табл. 5.3, выполненная на дешифраторе ДС и шифраторе на элементах И, приведена на рис. 5.6.

Порядок переключения ключей в схемах 5.3, г, д показан в табл. 5.4 и 5.5.

Синтез ФСУ по таблицам соответствия можно вести и другими ме-

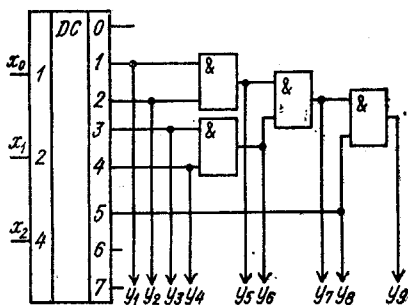


Рис. 5.6

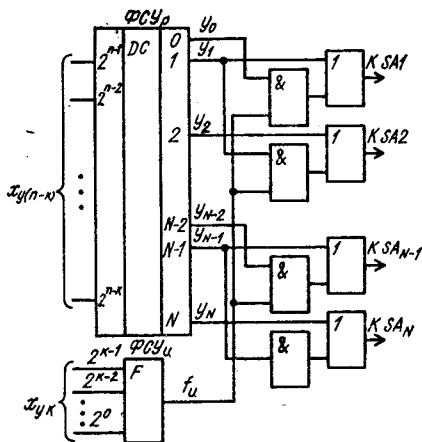


Рис. 5.7

тодами, рассмотренными в работе [14], что в целом не меняет принципа построения этого типа схем.

Формирователи сигнала управления для релейно-импульсных регуляторов представляют собой сочетание двух ФСУ — для релейного и импульсного управлений, объединенных общей логической схемой. Схема ФСУ для ИО с отпайками (рис. 5.3, а) приведена на рис. 5.7. Она состоит из релейного ФСУ_р, выполненного на дешифраторе ДС,

Таблица 5.4

№ п/п	x_2	x_1	x_0	y_1	y_2	y_3	y_4	y_5	y_6	y_7
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	1	0	0	1	0	0	1
2	0	1	0	0	1	0	1	0	0	1
3	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1
4	1	0	0	0	1	0	0	1	0	1
5	1	0	1	0	0	1	0	0	1	1
6	1	1	0	0	0	1	0	1	0	1
7	1	1	1	1	0	0	1	0	0	1

Таблица 5.5

№ п/п	x_2	x_1	x_0	y_1	y_2	y_3	y_4	y_5	y_7	y_8
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	1	0	1	1	0	1	0	1	0
2	0	1	1	0	1	0	1	0	1	0
3	1	0	0	0	1	0	1	1	0	0
4	1	0	1	0	1	0	1	1	0	0
5	1	1	0	0	1	0	1	0	0	1

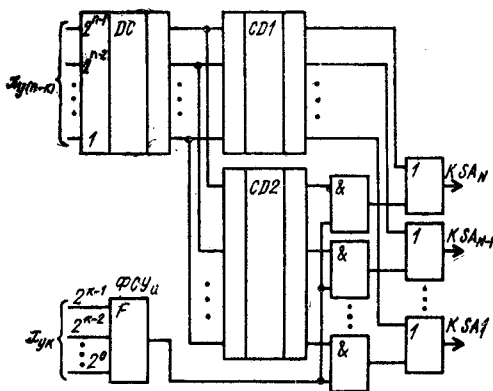


Рис. 5.8

и импульсного ФСУ_и, который может быть реализован по любой из рассмотренных выше схем для управления на основной, высокой или низкой частоте. Для управления ФСУ_и используется k младших разрядов кода числа управления X_y , для управления ФСУ_р используется $n - k$ старших разрядов кода управления. Логические схемы И и ИЛИ, включенные в цепь управления каждого ключа SA_i , служат для логического суммирования управляющих

сигналов с выходов ФСУ_р и ФСУ_и. Пусть, например, код числа X_y семиразрядный, причем старшие три разряда используются для релейного управления ключами, т. е. позволяют реализовать до семи уровней выходного напряжения (кроме нулевого уровня). Младшие четыре разряда используются для импульсного управления между двумя соседними уровнями.

Если значение кода младших разрядов равно нулю, то осуществляется чисто релейное управление и унитарный код, соответствующий значению кода старших разрядов X_y , с выхода ФСУ_р через схемы ИЛИ открывает соответствующий ключ SA_i . Одновременно сигнал с выхода ФСУ_р открывает по одному входу схему И, служащую для управления ключом SA_{i+1} . Поэтому, когда код управления ФСУ_и отличен от нуля, сигнал импульсного управления через открытую схему И и соответствующую схему ИЛИ поступает на управление ключом SA_{i+1} , обеспечивая тем самым дополнительное импульсное регулирование между двумя соседними уровнями напряжения релейного регулятора (i и $i + 1$).

Логическое уравнение i -го выхода ФСУ релейно-импульсного регулятора, выполненного по схеме рис. 5.6, можно записать в виде

$$F_i = f_{и}y_{i-1} + y_i,$$

где $f_{и}$ — выходной сигнал ФСУ_и; y_{i-1} и y_i — соответствующие выходы ФСУ_р.

ФСУ для релейно-импульсных регуляторов с ИО, выполненными по схемам на рис. 5.3, б—е, должны одновременно включать несколько ключей, поэтому их схемы при релейно-импульсном управлении несколько отличаются от рассмотренной выше. Принцип построения ФСУ этого типа иллюстрируется схемой на рис. 5.8.

Эта схема содержит общий дешифратор DC и два шифратора CD1 и CD2, выходные сигналы которых обеспечивают одновременную коммутацию двух систем ключей для i -й и $(i + 1)$ -й ступенек напряжения релейного регулятора. Ко входу дешифратора DC, так и в предыдущей схеме, подключены $n - k$ старших разрядов кода сигнала управления.

Выходы шифратора $CD1$ через схемы ИЛИ идут непосредственно на входы соответствующих ключей SA_i , обеспечивая включение требуемой для формирования напряжения уровня комбинации ключей SA_i . Выходы шифратора $CD2$ подключены к входам этих же схем ИЛИ через схемы совпадения И, ко входам которых также подключен выход ФСУ_н. Таким образом, минимальный для данного кода управления X_y i -й уровень сигнала обеспечивается шифратором $CD1$, а промежуточное регулирование от i -го до $(i + 1)$ -го уровня осуществляется, как и в предыдущей схеме, за счет импульсной составляющей, формируемой формирователем ФСУ_н.

УСТРОЙСТВА РЕГУЛИРОВАНИЯ И СТАБИЛИЗАЦИИ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

6.1. Общие сведения

Устройства регулирования и стабилизации постоянного напряжения находят широкое применение для управления двигателями постоянного тока, зарядки аккумуляторных батарей, в установках гидролиза и гальванопокрытий, на электротранспорте, в источниках электропитания (ИЭП) радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) и др. Питаются эти устройства чаще всего от промышленной электросети.

Устройства регулирования и стабилизации постоянного напряжения разделяются на маломощные (до 1...2 кВт) и большой мощности (десятки и сотни киловатт). Основными их узлами являются выпрямитель, фильтр и регулятор или стабилизатор. Объединяются эти узлы в регуляторах по двум основным схемам (рис. 6.1, а, б), а в стабилизаторах — по трем основным схемам: без промежуточного преобразования частоты (рис. 6.1, в) и с промежуточным преобразованием частоты (рис. 6.1, г, д). Выпрямитель подключается к сети непосредственно или через согласующий трансформатор и преобразует переменное напряжение сети в пульсирующее однополярное, содержащее постоянную и переменную составляющие. Фильтр сглаживает переменную составляющую до допустимого уровня, характеризуемого относительной величиной — коэффициентом пульсаций k_n . Требуемую величину постоянного напряжения обеспечивают регулятор или стабилизатор. В схеме на рис. 6.1, а управляемый выпрямитель совместно со схемой управления СУ обеспечивают одновременно выпрямление и регулирование постоянного напряжения.

В схеме на рис. 6.1, б используется неуправляемый выпрямитель. Регулятор этой схемы работает по принципу широтно-импульсного регулирования и применяется для управления напряжением питания инерционного потребителя.

В устройствах стабилизации напряжения (рис. 6.1, в, г, д) применяются неуправляемые выпрямители и стабилизаторы аналогового и импульсного типа. В схеме на рис. 6.1, д функции преобразователя и стабилизатора совмещены. Схемы используются при питании малоинерционных потребителей и в ИЭП РЭА.

Рассмотрим основные узлы устройств регулирования и стабилизации постоянного напряжения.

6.2. Нерегулируемые выпрямители

Выпрямители служат для преобразования переменного напряжения в постоянное и разделяются на неуправляемые (нерегулируемые) и управляемые (регулируемые). Неуправляемые выпрямители выполняются на диодах, управляемые — на тиристорах.

В зависимости от количества фаз питающего напряжения выпрямители делятся на однофазные и трехфазные, с одно- и двухполупериодными выпрямлениями.

К нерегулируемым выпрямителям относятся: 1) двухполупериодный однофазный; 2) однофазный мостовой; 3) однополупериодный; 4) симметричный с удвоением напряжения; 5) несимметричный с умножением напряжения; 6) трехфазный с нулевой точкой; 7) трехфазный мостовой.

Двухполупериодная однофазная нулевая схема выпрямителя и временные диаграммы ее работы показаны на рис. 6.2. Вентили в этой схеме, как и вторичные обмотки трансформатора, работают поочередно, пропуская в нагрузку ток при положительных значениях анодных напряжений u_{2a} и u_{2b} , в качестве которых обычно принимают направления, совпадающие с проводимостью вентилей. Действительно, при изменении напряжения в точках a и b по закону $u_2 =$

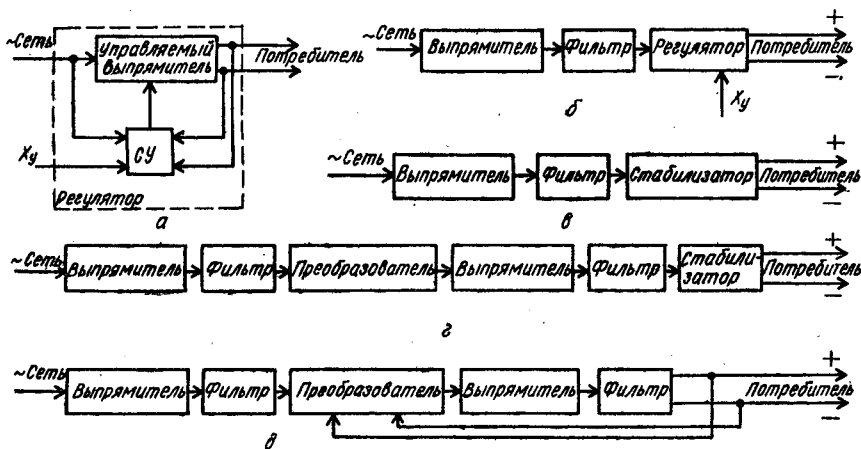


Рис. 6.1

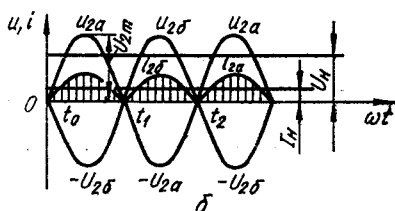
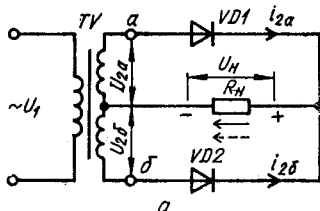


Рис. 6.2

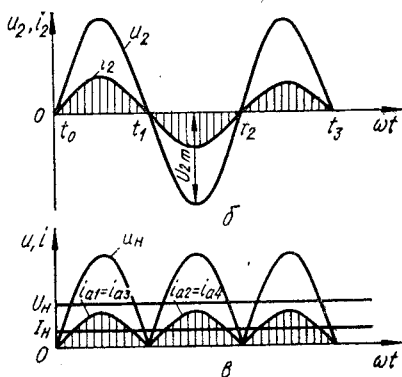
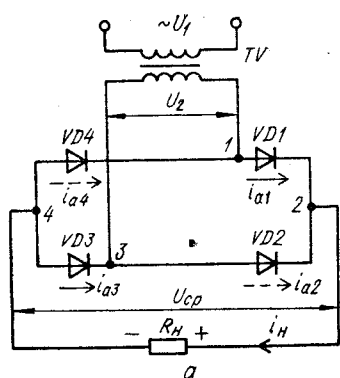


Рис. 6.3

$= U_{m2} \sin \omega t$ в тот полупериод, когда напряжение на обмотке Θ_a положительно, ток проводит диод $VD1$, напряжение анода диода $VD2$ так же, как вывод b обмотки Θ_b , в этот полупериод ($t_0 - t_1$) отрицательно по отношению к нулевому выводу 0, следовательно, тока диод $VD2$ не пропускает.

В следующий полупериод (интервал времени $t_1 - t_2$ на рис. 6.2, б), когда напряжение на первичной и вторичной обмотках изменяет свою полярность на обратную, ток будет пропускать диод $VD2$, а диод $VD1$ оказывается запертым отрицательным напряжением. Ток в нагрузке R_n все время течет в одном направлении от катодов вентиляй к нулевой точке 0 вторичных обмоток трансформатора.

Однофазная мостовая схема (схема Герца) (рис. 6.3, а) состоит из четырех диодов $VD1...VD4$, соединенных по схеме моста. К одной диагонали моста (точки 1, 3) подключается переменное напряжение u_2 , в другую (точки 2, 4) включается нагрузка R_n . Общая точка катодов диодов $VD1$ и $VD2$ является положительным полюсом выпрямителя, а отрицательным — точка связи анодов диодов $VD3$ и $VD4$.

Диоды в этой схеме работают парами поочередно. В положительный полупериод напряжения u_2 проводят ток диоды $VD1$ и $VD3$, а к диодам $VD2$ и $VD4$ прикладывается обратное напряжение, и они закрыты. В отрицательном полупериоде u_2 проводят ток диоды $VD2$ и $VD4$, а диоды $VD1$ и $VD3$ находятся под обратным напряжением. Ток i_n в нагрузке проходит все время в одном направлении — от точки 2 к точке 4. Временные диаграммы работы схемы приведены на рис. 6.3, б.

Сравним схемы рассмотренных выпрямителей. В однофазной нулевой схеме число диодов в два раза меньше, чем в мостовой, поэтому и потери в выпрямителе будут меньше (на падение напряжения на вентилях и число витков вторичной обмотки трансформатора в два раза меньше при одинаковом выходном напряжении. Трансформатор имеет обычное исполнение, так как не требуется вывод от средней точки, а его расчетная мощность на 25 % меньше, чем в нулевой схеме, следовательно, меньше расходуется меди и железа, меньше будут разме-

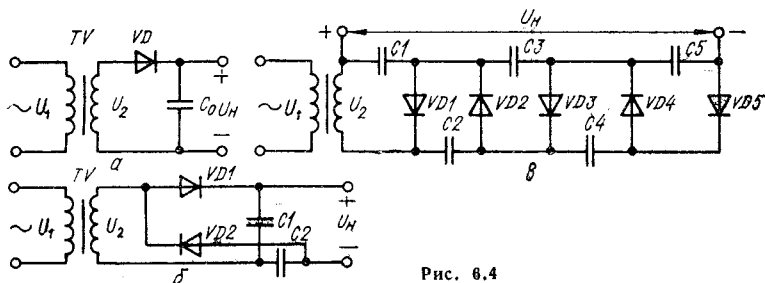


Рис. 6.4

ры и масса. Эта схема может использоваться и в бестрансформаторном выпрямителе, в отличие от однофазной нулевой, для которой трансформатор необходим.

Однофазная нулевая схема применяется в низковольтных выпрямителях, так как в ней меньше падение напряжения на диодах. Однофазная мостовая схема характеризуется высоким коэффициентом мощности и поэтому может быть рекомендована для использования в устройствах повышенной мощности при выходных напряжениях от десятков до сотен вольт.

Однополупериодная схема (рис. 6.4, а) пропускает только одну половину питающего напряжения, поэтому через вторичную обмотку трансформатора протекает постоянная составляющая тока намагничивания, что приводит к плохому использованию мощности трансформатора. Она применяется при выпрямленных токах до нескольких десятков миллиампер и в тех случаях, когда не требуется высокой степени сглаживания выпрямленного напряжения.

Симметричная схема удвоения напряжения (схема Латура) (рис. 6.4, б) представляет собой последовательное соединение двух однополупериодных схем, нагруженных на конденсаторы. Каждый из конденсаторов заряжается в течение своего периода, а их суммарное напряжение и определяет выходное напряжение выпрямителя. Эта схема применяется при повышенных выпрямленных напряжениях (до 1...2 кВ) в устройствах различной мощности при небольших токах.

Несимметричные схемы с умножением напряжения применяются при очень малых токах нагрузки, т. е. в режиме, близком к холостому ходу. Одна из таких схем показана на рис. 6.4, в. В этой схеме выпрямленное напряжение почти в 5 раз больше амплитуды напряжения вторичной обмотки трансформатора, так как коэффициент умножения, равный числу диодов или конденсаторов, в данном случае равен 5. Увеличение или уменьшение выпрямленного напряжения достигается соответственно добавлением или исключением нужного числа каскадов, каждый из которых состоит из одного диода и одного конденсатора.

В схемах умножения частота пульсаций $f = f_c$; обратное напряжение на диоде и напряжение на всех конденсаторах (кроме первого C1) равно удвоенному амплитудному значению напряжения вторичной обмотки трансформатора. При нечетном числе каскадов по вторич-

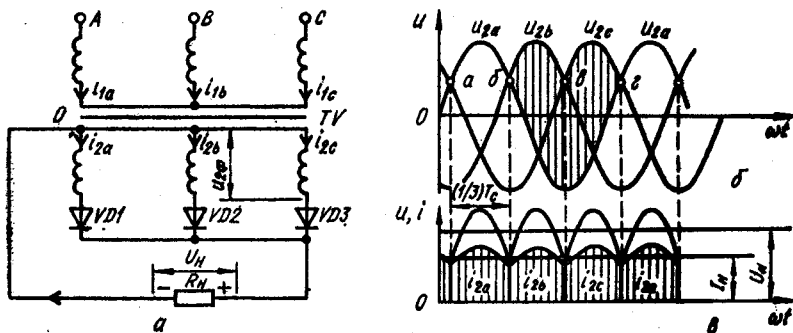


Рис. 6.5

ной обмотке протекает ток, вызывающий вынужденное подмагничивание трансформатора.

Трехфазная схема выпрямления с нулевой точкой (трехфазная нулевая схема Миткевича) (рис. 6.5, а) представляет собой схему однополупериодного выпрямления, состоящую из трех диодов $VD1$, $VD2$ и $VD3$, катоды которых соединены в общую точку, а аноды соответственно подключены к концам фазовых обмоток 3-фазного трансформатора с нулевым выводом. Катоды диодов образуют положительный полюс цепи нагрузки, а нулевая точка 0 вторичной обмотки трансформатора — отрицательный полюс.

Из временной диаграммы на рис. 6.5, б видно, что напряжения u_{2a} , u_{2b} и u_{2c} сдвинуты по фазе на 120° и в течение $1/3$ периода ($1/3 T_c$) напряжение одной фазы выше напряжения двух других фаз относительно нулевой точки трансформатора. Следовательно, будет открыт только один диод этой фазы. Затем, при уменьшении на нем напряжения (точки а, б, в), происходит запираение проводящего диода и отпираение следующего, т. е. осуществляется переход тока от одного диода к другому (коммутация тока). Выпрямленный ток i_n протекает через нагрузку непрерывно (рис. 6.5, в). Обратное напряжение $U_{обр}$, приложенное к неработающему диоду, равно межфазному напряжению вторичных обмоток трансформатора, так как анод закрытого диода присоединен к одной из фаз, а катод через работающий диод присоединен к другой фазе вторичной обмотки трансформатора. Поочередное прохождение однонаправленных токов по вторичным обмоткам трансформатора, которые не полностью компенсируются токами первичной обмотки, создает во всех трех сердечниках поток Φ одного направления, значение которого изменяется с тройной частотой в соответствии с пульсацией анодного тока и который замыкается через воздух и кожух трансформатора. Наличие этого потока приводит к увеличению намагничивающего тока трансформатора, а также к необходимости увеличения сечения сердечника во избежание его насыщения.

Таким образом, эта схема характеризуется плохим коэффициентом использования мощности трансформатора, сравнительно большим обратным напряжением на диоде и наличием вынужденного намагни-

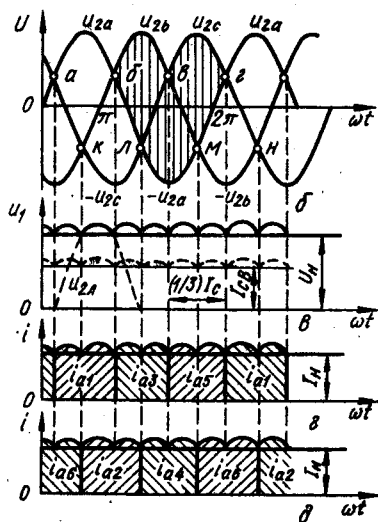
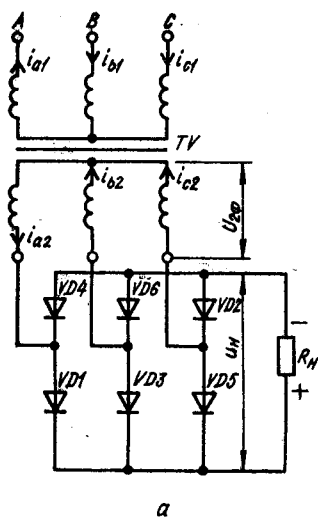


Рис. 6.6

чивания трансформатора, которое вызывает увеличение потерь в магнитопроводе. Поэтому трехфазная нулевая схема не находит широкого применения.

Трехфазная мостовая схема (схема Ларионова) (рис. 6.6, а) состоит из трех пар последовательно соединенных диодов, аноды и катоды каждой из пар объединены в общие точки и составляют соответственно отрицательный и положительный полюсы выходного напряжения, а средние точки соединены с концами фазовых обмоток трехфазного трансформатора, вторые концы которых соединены в нулевую точку. Диоды выпрямителя условно разбивают на две группы: катодную, или нечетную ($VD1, VD3, VD5$), и анодную, или четную ($VD2, VD4, VD6$). Катодная группа диодов повторяет режим работы трехфазной нулевой схемы. В этой группе диодов в течение каждой трети периода работает диод с наиболее высоким потенциалом анода (рис. 6.6, б). В анодной группе в данную часть периода работает только один диод, у которого катод имеет наиболее отрицательный потенциал по отношению к общей точке анодов.

Диоды катодной группы открываются в момент пересечения положительных участков синусоид (точки $a, б, в$ и $г$ на рис. 6.6, б), а диоды анодной группы — в момент пересечения отрицательных участков синусоид (точки $к, л, м$ и $н$). Каждый из диодов работает в течение одной трети периода.

При мгновенной коммутации тока в трехфазной мостовой схеме в любой момент времени проводят ток два диода — один из катодной, другой из анодной группы, при этом любой диод одной группы работает поочередно с двумя диодами другой группы (рис. 6.6, $г$ и $д$). Через каждую фазу трансформатора ток i_2 будет проходить в течение $2/3$ периода: $1/3$ — положительный и $1/3$ — отрицательный. Ток i_n в нагрузке все время проходит в одном направлении.

В течение рабочего интервала одновременно проходят токи во вторичных обмотках, расположенных на разных стержнях магнитной системы (см. токи i_{2a} и i_{2b} на рис. 6.6, *a*), при этом через две первичные обмотки, расположенные на тех же стержнях, также проходят токи. Намагничивающие силы от токов i_1 и i_2 на каждом из стержней в этом случае уравниваются, и однонаправленный поток Φ не возникает.

Выпрямленное напряжение U_n (рис. 6.6, *в*) в этой схеме описывается верхней частью кривых междуфазных (линейных) напряжений $u_{2л}$ (см. пунктирную кривую на рис. 6.6, *в*). Частота пульсаций кривой u_n равна $6f_c$.

Обратное напряжение на закрытом диоде определяется разностью потенциалов его катода и анода. Ординаты кривой $U_{обр}$ для диода $VD1$ на рис. 6.6, *б* заштрихованы.

Максимальное значение обратного напряжения на диоде равно амплитуде линейного напряжения вторичной обмотки трансформатора. Выпрямленный ток при чисто активной нагрузке полностью повторяет кривую u_n .

Трехфазная мостовая схема, называемая иногда шестифазной мостовой, обладает наилучшим коэффициентом использования мощности трансформатора, наименьшим обратным напряжением на диоде и высокой частотой пульсации выпрямленного напряжения. Схема применяется в широком диапазоне выпрямленных напряжений и мощностей. Вторичную обмотку трансформатора рекомендуется соединять в треугольник из-за появления уравнивательных токов, возникающих при асимметрии фазных напряжений.

6.3. Регулируемые выпрямители

Регулируемые выпрямители применяются для плавного изменения среднего значения выпрямленного напряжения U_n . Принцип работы регулируемых выпрямителей заключается в том, что при использовании в схемах выпрямителей тиристоров вместо диодов можно изменять момент включения тиристоров в пределах полупериода выпрямляемого напряжения и тем самым изменять его среднее значение от 0 до U_{max} . Таким образом, в регулируемых выпрямителях используется фазовый принцип работы тиристорных ключей, что приводит к некоторым особенностям в их работе.

Двухполупериодный однофазный нулевой регулируемый выпрямитель (рис. 6.7, *a*). Схема управления (СУ) тиристорами в каждый полупериод питающего напряжения формирует импульсы управления U_{y1} или U_{y2} , момент появления которых определяется СУ. Предположим, что на вход тиристора $VS1$ отпирающий импульс U_{y1} будет подан в момент t_1 , следовательно, этот тиристор откроется с задержкой на угол α по отношению к началу полупериода положительного напряжения u_{2a} , в результате чего в интервале $t_0 - t_1$ напряжение на нагрузке R_n равно нулю, так как оба тиристора $VS1$ и $VS2$ закрыты.

В момент отпирания тиристора $VS1$ напряжение u_n на нагрузке R_n скачком возрастает и далее изменяется по кривой фазного напря-

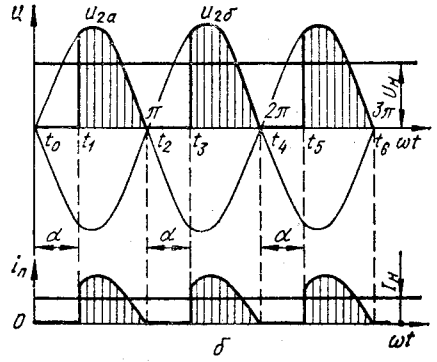
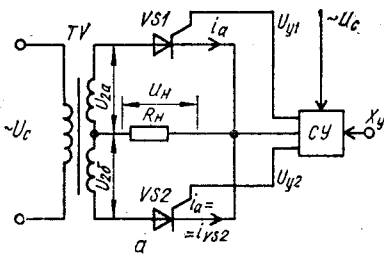


Рис. 6.7

жения u_{2a} . В момент t_2 напряжение u_{2a} меняет знак, тиристор $VS1$ запирается, в интервале t_2-t_3 оба тиристора будут закрыты, а в момент t_3 вступает в работу тиристор $VS2$ и остается открытым до момента t_4 и т. д.

При активной нагрузке кривая выпрямленного тока i_n полностью повторяет форму кривой напряжения u_n (рис. 6.7, б).

Зависимость выходного напряжения от угла α имеет вид

$$U_H = U_{H0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}, \quad (6.1)$$

где U_{H0} — напряжение на выходе нерегулируемого выпрямителя, т. е. при $\alpha = 0$.

Работа однофазной мостовой схемы регулируемого выпрямителя отличается только тем, что управляющие импульсы необходимо подавать одновременно на два тиристора, расположенных в противоположных плечах выпрямительного моста.

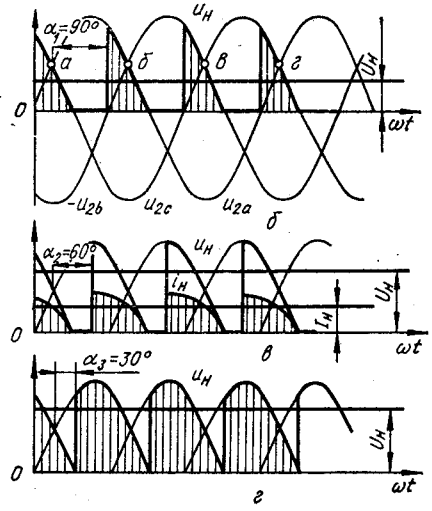
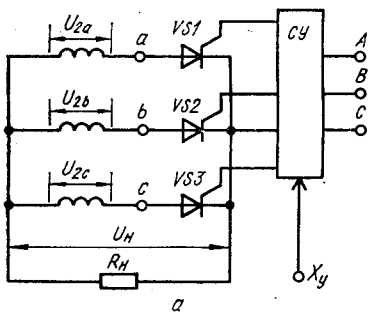


Рис. 6.8

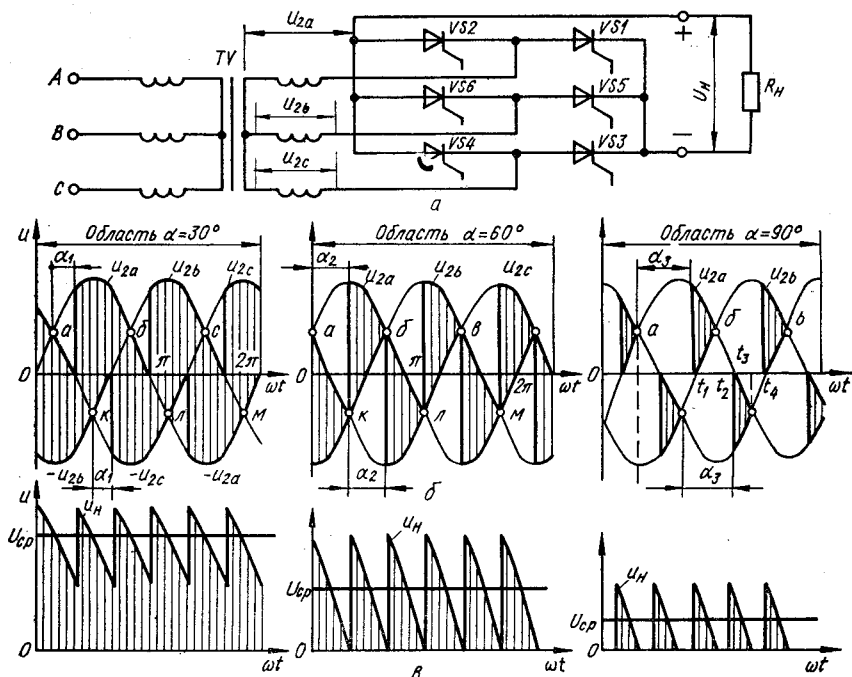


Рис. 6.9

В трехфазной нулевой схеме регулируемого выпрямителя (рис. 6.8, а) управляющие импульсы подаются на тиристоры с некоторым смещением во времени по отношению к моменту естественного отпирания диодов в неуправляемой схеме, которые соответствуют точкам а, б, в и г (рис. 6.8, б), т. е. угол α отсчитывается от точки, сдвинутой на 30° относительно начала полупериода однофазного напряжения. Тем самым полный диапазон изменения выходного напряжения от 0 до U_{\max} имеет место при изменении α от 0 до 150° . На рис. 6.8, в, г показаны формы выходного напряжения при $\alpha = 60^\circ$ и $\alpha = 30^\circ$. Из этих рисунков видно, что в зависимости от величины угла α могут быть режимы прерывистого и непрерывного тока. Граница этих режимов имеет место при $\alpha = 30^\circ$. При непрерывном режиме ($0 < \alpha < 30^\circ$) $U_H = U_{H0} \cos \alpha$, а при прерывистом ($30^\circ < \alpha < 150^\circ$) $U_H = \frac{1}{\sqrt{3}} \times [1 + \cos(30^\circ + \alpha)]$. Максимальное значение обратного напряжения на тиристорах, как и в схеме с неуправляемыми вентилями, равно $U_{2л}$.

В трехфазной мостовой схеме регулируемого выпрямителя, (рис. 6.9, а), как и в нерегулируемом выпрямителе, одновременно работают два тиристора. Отпирание импульсы на тиристорам подаются со сдвигом на 180° по отношению к тиристорам четной группы, присоединенным к тем же выводам вторичной обмотки. Работа схемы иллюстрируется диаграммами мгновенных значений фазных напряже-

Таблица 6.1

Схема выпрямления	$\frac{U_{ср0}}{U_{2ф}}$	$\frac{U_{обр\ max}}{U_{ср0}}$	$\frac{I_a}{I_{ср}}$	$\frac{I_{ад}}{I_{ср}}$	$\frac{I_2}{I_{ср}}$	$\frac{S_{тр}}{P_{ср}}$	Коэффициент пульсации, %
Однофазная двухполупериодная (нулевая)	0,9	3,14	0,5	0,785	0,785	1,48	67
				0,71	0,71	1,34	
Однофазная мостовая	0,9	1,57	0,5	0,785	1,11	1,23	67
				0,71	1,0	1,11	
Трехфазная нулевая	1,17	2,09	0,33	0,585	0,585	1,37	25
				0,577	0,577	1,35	
Трехфазная мостовая	2,34	1,05	0,33	0,577	0,817	1,05	6

ний на тиристорах (рис. 6.9, б) и кривыми выпрямленного напряжения u_n (рис. 6.9, в), которое получается путем суммирования мгновенных значений напряжений, пропускающих в данный момент тиристорами. Каждая из диаграмм построена для трех значений углов $\alpha = 30^\circ$, $\alpha = 60^\circ$, $\alpha = 90^\circ$. При $\alpha = 0$ импульсы управления на тиристоры необходимо подавать в моменты, соответствующие точкам пересечения кривых фазных напряжений (точки а, б, в и к, л, м) на рис. 6.9, б. В этом случае каждый из тиристоров проводит ток в течение 60° , как в неуправляемой схеме, и чередование пар работающих тиристоров происходит также через 60° (рис. 6.9, в). При $\alpha < 60^\circ$ кривые выпрямленного напряжения и тока через активную нагрузку непрерывны, $U_n = U_{н0} \cos \alpha$. Вступающий в работу тиристор может пропускать ток только при условии, если одновременно открывается или уже открыт соответствующий (смежный по порядковому номеру) тиристор другого плеча моста.

При $\alpha > 60^\circ$ возможно нарушение этого условия, поэтому для управления тиристорами необходимо либо подавать импульсы длительностью больше 60° , или два коротких импульса с интервалами между ними в 60° (рис. 6.9, б при $\alpha = 90^\circ$).

Среднее значение выходного напряжения для режима прерывистых токов ($\alpha > 60^\circ$) определяется выражением

$$U_n = U_{н0} [1 + \cos(\alpha + 60^\circ)], \quad (6.2)$$

откуда следует, что предельный угол, при котором $U_n = 0$, $\alpha_{\max} = 120^\circ$.

Схема управления тиристорами должна обеспечивать поступление импульсов на два тиристора (анодной и катодной групп) одновременно. Например, при $\alpha = 90^\circ$ (рис. 6.9, б) в момент t_1 одновременно открываются тиристоры VS1 и VS6, а в момент t_2 , когда разность между напряжениями u_{2a} и u_{2b} будет равна нулю, оба тиристора закрываются. Затем в момент t_3 должен вступить в работу тиристор VS2, который откроется только при наличии повторного отпирающего импульса на тиристоре VS1 или если на вход этого тиристора в момент t_1 уже подан импульс длительностью больше 60° . Тиристоры VS2 и VS1

будут проводить ток до момента t_4 , далее вступят в работу тиристоры $VS2$ и $VS3$ и т. д.

Основные параметры, описывающие работу различных схем выпрямителей, собраны в табл. 6.1, где параметры неуправляемых выпрямителей определяются при $\alpha = 0$.

6.4. Работа выпрямителей на сглаживающие фильтры

Для уменьшения пульсаций выходного напряжения выпрямителей и создания условий непрерывного протекания тока в нагрузке используются сглаживающие фильтры. На рис. 6.10 показана форма фазного тока двухполупериодной нулевой схемы выпрямителя, питающегося от сети переменного напряжения (рис. 6.10, а), при работе на емкостный (рис. 6.10, б) и индуктивный (рис. 6.10, в) фильтры и при работе на активную нагрузку без фильтра (рис. 6.10, г). В первом случае форма тока представляет собой верхнюю часть синусоиды с продолжительностью менее полупериода, что объясняется тем, что диоды выпрямителя подпираются напряжением, накопленным в конденсаторе фильтра за предыдущие такты работы, и ток через диоды начинает протекать только при превышении переменным напряжением этого накопленного на конденсаторе напряжения. Во втором случае ток имеет форму прямоугольника с продолжительностью, равной полупериоду, так как при большой величине индуктивности ток в течение полупериода не изменяет свою величину. В третьем случае ток имеет форму полусинусоиды.

Аналогичный характер имеет ток при работе выпрямителя без фильтра, но на комплексную нагрузку.

Выпрямители, работающие на фильтр, начинающийся с емкости (с емкостной реакцией), используются в широком диапазоне выпрямленных напряжений и мощностей. Однако трансформаторы этих выпрямителей имеют большую габаритную мощность по сравнению с выпрямителями с индуктивным фильтром. К недостаткам выпрямителей с емкостным фильтром относится также большая амплитуда тока через диоды.

Выпрямители с индуктивным фильтром применяются в широком диапазоне выпрямленных напряжений при мощностях от десятков ватт до нескольких киловатт и при токах свыше 1 А. Такие выпрямители имеют меньшее внутреннее сопротивление по сравнению с выпрямителями с емкостным фильтром, что уменьшает зависимость выпрямленного напряжения от тока нагрузки. Применение индуктивного фильтра ограничивает импульс тока через диод. Недостатком выпрямителей с индуктивным фильтром являются перенапряжения, возникающие на выходной емкости и дросселе фильтра при включении вы-

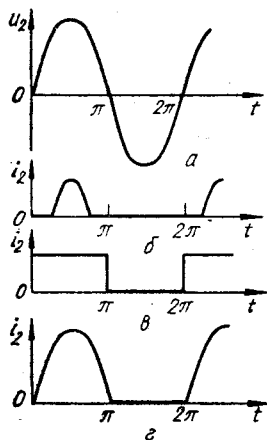


Рис. 6.10

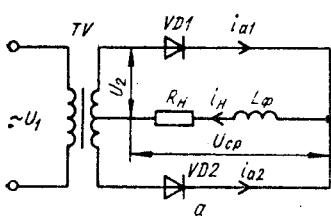
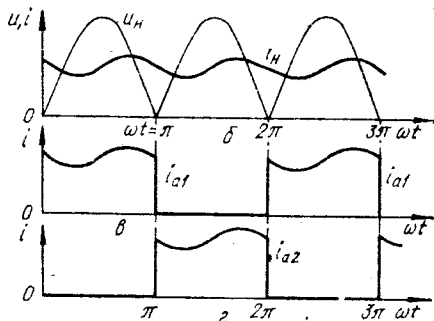


Рис. 6.11



прямотителя, что представляет опасность для элементов самого выпрямителя и его нагрузки.

Рассмотрим детальнее работу выпрямителей на фильтры с индуктивной и емкостной реакцией.

Выпрямитель с индуктивным фильтром. Схема двухполупериодного выпрямителя с индуктивным фильтром и временные диаграммы ее работы показаны на рис. 6.11. В этой схеме, в отличие от схемы без фильтра, ток i_{a1} в диоде $VD1$ к концу положительного полупериода не спадает до нуля, а в момент $\omega t = \pi$ ток нагрузки переходит к диоду $VD2$, так как потенциал анода $VD2$ становится выше потенциала анода $VD1$ (рис. 6.11, б). Этот переход тока происходит мгновенно, так как в анодных цепях диодов $VD1$ и $VD2$ нет индуктивностей. В следующий полупериод, когда u_{2a} будет опять положительным, ток i_n снова переходит к диоду $VD1$ (рис. 6.11, в).

Ток нагрузки i_n представляет собой пульсирующий выпрямленный ток, который кроме постоянной составляющей $I_{н0}$ имеет и переменную составляющую $I_{н\sim}$. Величина пульсаций тока i_n тем меньше, чем больше индуктивность L_ϕ . Анодные токи диодов имеют форму криволинейных прямоугольников длительностью π .

Процессы в схеме управляемого выпрямителя при работе на индуктивный фильтр также отличаются от процессов при работе на активную нагрузку. Пусть однофазная мостовая схема (рис. 6.12, а) работает с идеально сглаженным током i_n ($L_\phi = \infty$), тогда тиристоры $VS1$ и $VS2$, вступив в работу в момент времени t_1 (рис. 6.12, б), не закроются в момент t_2 прохождения фазового напряжения через нуль, как это было при чисто активной нагрузке, а будут проводить ток при отрицательном напряжении вторичной обмотки до момента t_3 , когда вступит в работу следующая пара тиристоров $VS2$ и $VS4$.

В кривой выпрямленного напряжения u_n в интервалах времени $0 \dots t_1$, $t_2 \dots t_3$ и так далее появляются участки отрицательного напряжения, когда ток через тиристор и нагрузку проходит под действием э. д. с. самоиндукции, возникающей в индуктивности L_ϕ . Среднее значение выпрямленного напряжения в этом случае может быть определено для всего диапазона изменения угла α :

$$U_n = U_{н0} \cos \alpha. \quad (6.3)$$

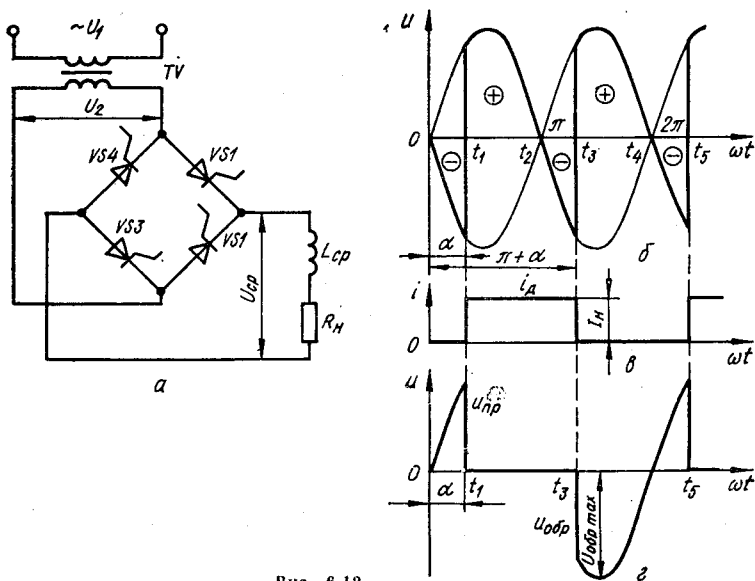


Рис. 6.12

Это выражение справедливо для всех управляющих схем при работе выпрямителя со сглаженным (непрерывным) током. Предельным углом регулирования, при котором $U_H = 0$, в таких случаях является угол $\alpha_{max} = 90^\circ$.

Ток через диод i_d в непрерывном режиме будет иметь форму прямоугольных импульсов с амплитудой, равной I_H (рис. 6.12, в). Обратное напряжение $u_{обр}$ на диоде, как видно из рис. 6.12, г, возрастает скачком.

Выпрямитель с емкостным фильтром. Рассмотрим его работу на примере однофазной нулевой схемы (рис. 6.13, а). Ток через вентили схемы может проходить лишь в те положительные части периодов, когда величина выпрямленного напряжения U_H будет меньше u_2 . Например, диод $VD1$ откроется в момент t_1 и закроется в момент t_2 (рис. 6.13, б), диод $VD2$ вступит в работу в следующий полупериод

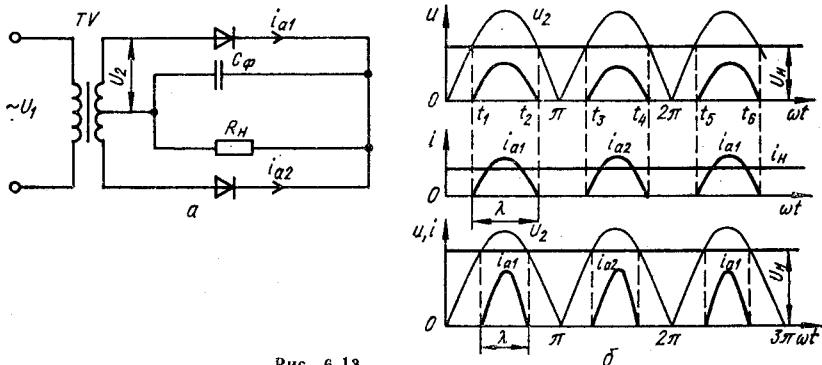


Рис. 6.13

и будет проводить ток в интервале $t_3...t_4$. Пульсирующий ток диодов $i_{a1(2)}$ распределяется по R_H и C_Φ таким образом, что переменная составляющая проходит через конденсатор, а постоянная составляющая через нагрузку, при этом значение тока $i_{a1(2)}$ определяется уравнением

$$i_{a1(2)} = (u_2 - U_H)/R_H.$$

С ростом U_H пульсации тока $i_{a1(2)}$ возрастают, так как увеличивается постоянная составляющая тока нагрузки, а длительность работы диодов уменьшается. При этом увеличиваются тепловые потери в обмотках трансформатора TV и ухудшается режим работы диодов по току.

6.5. Электронные импульсные регуляторы постоянного напряжения с широтно-импульсным управлением

Электронные импульсные регуляторы постоянного напряжения (ИРПН) позволяют регулировать напряжение на нагрузке от 0 до U_{\max} . Они наиболее часто применяются для управления двигателями малой и средней мощности, т. е. работают в основном на активно-индуктивную нагрузку, чем и отличаются своей работой от импульсных стабилизаторов ИЭП, работающих в основном на активно-емкостную нагрузку. ИРПН разделяются на нереверсивные и реверсивные. В нереверсивных ИРПН напряжение на нагрузке имеет только одну полярность, а в реверсивных полярность напряжения на нагрузке может изменяться при изменении знака управляющего сигнала.

По способу потребления энергии от источника питания и передачи ее в нагрузку ИРПН делятся на схемы с импульсным потреблением энергии от источника питания и непрерывной ее передачей в нагрузку (ИРПН первого типа); с непрерывным потреблением энергии от источника питания и импульсной передачей энергии в нагрузку (ИРПН второго типа); с импульсным потреблением энергии от источника и импульсной передачей ее в нагрузку (ИРПН третьего типа).

Схемотехнически ИРПН наиболее просто реализовать на полностью управляемых ключах (транзисторах, запираемых тиристорах). При выходной мощности более нескольких киловатт в качестве ключей наиболее широко применяют незапираемые тиристоры. ИРПН имеют высокий к. п. д., малую чувствительность к параметрам окружающей среды, малые габариты и массу.

На рис. 6.14 приведена схема нереверсивного ИРПН первого типа (а), а также алгоритмы переключения транзистора и временные диаграммы токов и напряжений при активно-индуктивной нагрузке (б).

Когда транзистор VT отперт, от источника питания потребляется энергия (путь тока показан сплошной линией). При запираии транзистора VT ток нагрузки за счет э. д. с. самоиндукции сохраняет свое прежнее направление, замыкаясь через обратный диод VD (путь тока показан штриховой линией).

В связи с тем что источник питания, как правило, обладает индуктивностью, для защиты транзистора от перенапряжений, возникающих при разрывах цепи питания, на входе ИРПН ставится фильтр

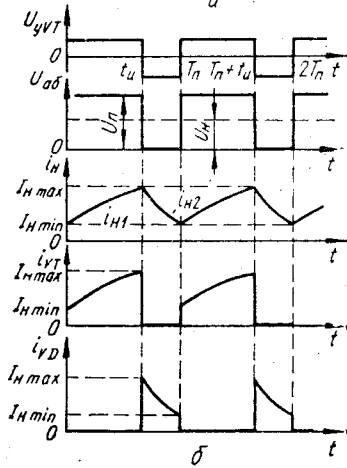
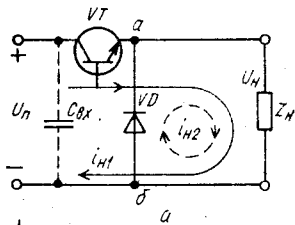


Рис. 6.14

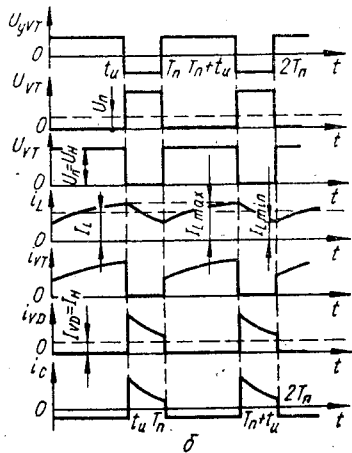
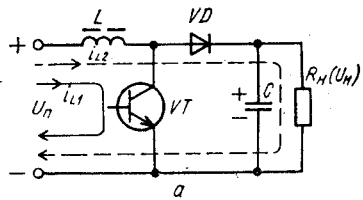


Рис. 6.15

нижних частот, выходным звеном которого является конденсатор (на рис. 6.14, а он показан пунктирной линией).

Среднее значение напряжения на нагрузке

$$U_n = \gamma U_n - \gamma^2 I_n r_{вн},$$

где $\gamma = t_u/T_n$ — коэффициент заполнения импульсов; t_u — длительность импульса; T_n — период регулирования; $r_{вн}$ — внутреннее сопротивление источника питания; I_n — среднее значение тока нагрузки; U_n — напряжение источника питания.

Изменяя коэффициент заполнения, можно на выходе ИРПН получать значения среднего напряжения от нуля до напряжения источника питания. Среднее значение тока нагрузки

$$I_n = \frac{\gamma U_n}{R_n + \gamma^2 r_{вн}}.$$

Если пренебречь внутренним сопротивлением источника питания ($r_{вн} = 0$), то среднее значение тока нагрузки будет $I_n = \frac{\gamma U_n}{R_n}$.

Таким образом, ток в нагрузке не зависит ни от частоты переключения транзистора, ни от постоянной времени цепи нагрузки, а полностью определяется средним значением напряжения и активным сопротивлением нагрузки.

На рис. 6.15 приведены схема нереверсивного ИРПН второго типа

(а) и временные диаграммы токов и напряжений для режима непрерывного (б) тока дросселя.

Когда транзистор VT заперт, напряжение источника питания через диод VD приложено к нагрузке. При переключении транзистора с определенным коэффициентом заполнения импульсов γ , в момент, когда он отперт, все напряжение источника питания приложено к дросселю L и в нем запасается энергия. Конденсатор C при этом разряжается на нагрузку. Разряду конденсатора через транзистор VT препятствует диод VD (путь тока дросселя i_{L1} на рис. 6.15, а показан сплошной линией).

При запираии транзистора VT ток дросселя i_{L2} (на рис. 6.15, а показан штриховой линией), поддерживаемый э. д. с. самоиндукции дросселя L , протекает через диод VD , нагрузку и конденсатор C , отдавая энергию, запасенную в период отпертого состояния транзистора VT .

В режиме непрерывных токов дросселя L коэффициент передачи ИРПН второго типа находится из условия $U_{Lcp} = 0$

$$K_{непр} = \frac{1}{1 - \gamma} \quad (6.4)$$

Таким образом, напряжение на нагрузке не зависит от сопротивления нагрузки R_n , т. е. ИРПН второго типа имеет в этом режиме жесткую внешнюю характеристику. Из выражения (6.4) видно, что ИРПН второго типа позволяет получить напряжение на нагрузке, превышающее напряжение источника питания U_n .

Максимальное значение тока дросселя

$$I_{Lmax} = \frac{U_n}{R_n(1 - \gamma)^2} + \frac{U_n}{2L} \gamma T_n \quad (6.5)$$

Амплитуда пульсаций тока дросселя

$$\Delta I_L = \frac{U_n}{L} \gamma T_n \quad (6.6)$$

Величина индуктивности дросселя $L_{кр}$, которая при заданном значении тока нагрузки поддерживает режим непрерывных токов в дросселе:

$$L_{кр} = \frac{U_n \gamma (1 - \gamma)}{2 I_n f_n} \quad ,$$

где f_n — частота переключения транзистора.
Пульсации выходного напряжения

$$\Delta U_n = \Delta U_c = I_n \gamma / f_n \quad (6.7)$$

Коэффициент передачи ИРПН в режиме прерывистых токов определяется выражением.

$$K_{пр} = \frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{\gamma^2}{2T_{Ln}f_n}} \quad (6.8)$$

где $T_{Ln} = L/R_n$.

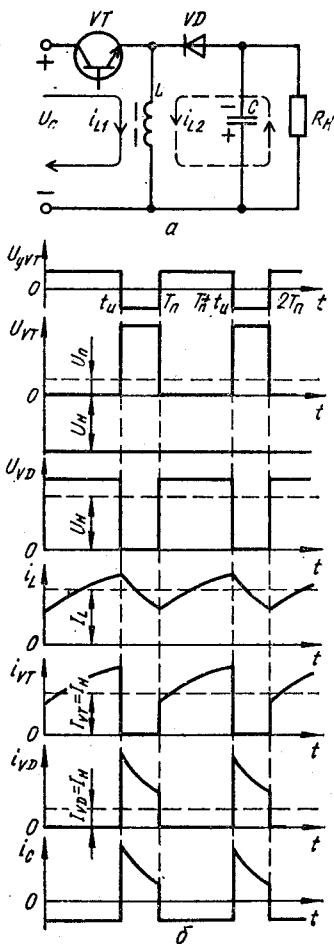


Рис. 6.16

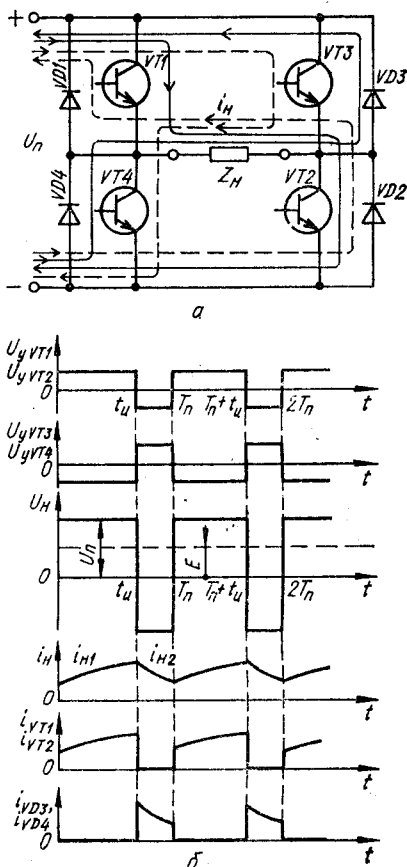


Рис. 6.17

Из выражения (6.8) видно, что схема ИРПН второго типа в режиме прерывистых токов не обладает жесткой характеристикой.

На рис. 6.16 приведены схема нереверсивного ИРПН третьего типа (а) и временные диаграммы токов и напряжений для режима непрерывных токов дросселя (б).

Когда транзистор VT открыт, дроссель L подключен к источнику питания и в нем накапливается энергия (путь тока i_{L1} на рис. 6.16, а показан сплошной линией), а нагрузка заблокирована диодом VD .

При запираании транзистора VT ток дросселя i_{L2} (на рис. 6.16, а показан штриховой линией), поддерживаемый э. д. с. самоиндукции дросселя L , протекает через диод VD , нагрузку и конденсатор C , отдавая энергию, запасенную в период открытого состояния транзистора VT .

Как видно из рис. 6.16, а, полярность напряжения на нагрузке противоположна полярности напряжения источника питания, т. е. ИРПН третьего типа — это полярно-реверсирующий ИРПН.

В режиме непрерывных токов дросселя L коэффициент передачи ИРПН третьего типа находится из условия $U_{Lcp} = 0$:

$$K_{непр} = \gamma / (1 - \gamma). \quad (6.9)$$

Как видно из выражения (6.9), схема обладает в режиме непрерывного тока дросселя жесткой внешней характеристикой, т. е. U_n не зависит от R_n . Кроме того, при $\gamma = 0,5$ $K_{непр} = 1$, при $\gamma < 0,5$ $K_{непр} < 1$, а при $\gamma > 0,5$ $K_{непр} > 1$, т. е. схема обеспечивает получение на выходе напряжения, которое по абсолютной величине может быть как больше, так и меньше напряжения питания U_n . Максимальное значение тока дросселя и амплитуда пульсаций тока дросселя и напряжения на нагрузке определяются соответственно выражениями (6.5), (6.6) и (6.7).

Режим прерывистых токов дросселя наступает, если $I_n < I_{н.кр} = [U_n \gamma (1 - \gamma)] / 2L f_n$ при заданной индуктивности дросселя L или $L < L_{кр} = [U_n \gamma (1 - \gamma)] / 2I_n f_n$ — при заданном токе нагрузки. Коэффициент передачи ИРПН в этом режиме определяется выражением

$$K_{кр} = \gamma \sqrt{\frac{1}{2T_{Ln} f_n}}, \quad (6.10)$$

где $T_{Ln} = L/R_n$.

Совместное решение уравнений (6.9) и (6.10) позволяет определить критическое значение коэффициента заполнения

$$\gamma_{кр} = 1 - \sqrt{2T_{Ln} f_n}.$$

Как следует из выражения (6.10), в режиме прерывистых токов дросселя напряжение на нагрузке U_n прямо пропорционально коэффициенту заполнения и увеличивается при увеличении сопротивления нагрузки R_n .

Реверсивные ИРПН позволяют осуществить регулирование и реверсирование тока нагрузки. Реверсивный ИРПН обычно выполняется по мостовой схеме (рис. 6.17, а). В этой схеме возможны несколько способов управления транзисторами. При симметричном управлении транзисторы в схеме отпираются попарно $VT1$ и $VT2$ или $VT3$ и $VT4$. Когда отперты транзисторы $VT1$ и $VT2$ (интервал $0 \leq t \leq t_n$) от источника питания потребляется энергия (рис. 6.17, б). При запертии транзисторов $VT1$, $VT2$ и отпираии $VT3$, $VT4$ (момент $t = t_n$) напряжение на нагрузке реверсируется, а ток нагрузки за счет э. д. с. самоиндукции E (нагрузка активно-индуктивная) сохраняет свое прежнее направление, замыкаясь через диоды $VD3$, $VD4$ и источник питания.

Среднее значение напряжения на нагрузке

$$U_n = U_n (2\gamma - 1),$$

т. е. выходное напряжение равно нулю при $\gamma = 0,5$, положительно при $\gamma > 0,5$ и отрицательно при $\gamma < 0,5$. Среднее значение напряжения

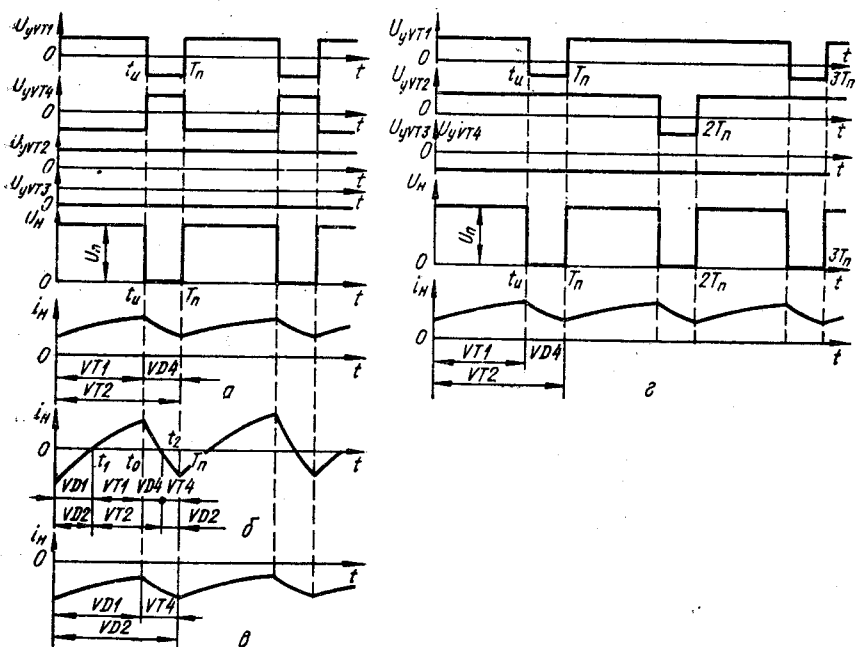


Рис. 6.18

на нагрузке при работе на противо-э. д. с.

$$U_n = U_n [2\gamma - 1 - (E/U_n)^\gamma].$$

Недостатками ИРПН с симметричным управлением являются изменение знака напряжения на нагрузке и повышенный коэффициент пульсаций. Поэтому реверсивный ИРПН с симметричным управлением применяется только в маломощных системах.

При несимметричном управлении транзисторы одной стойки моста $VT1$ и $VT4$ (или $VT2$ и $VT3$ при реверсе выходного напряжения) управляются в противофазе, а транзисторы другой стойки: один ($VT2$) все время открыт, а другой ($VT3$) — заперт (рис. 6.18, а). На нагрузке формируется напряжение, имеющее форму знакопостоянных импульсов. Если нагрузка ИРПН активно-индуктивная, то на интервале $0 \leq t \leq t_n$ ток потребляется от источника питания и протекает через транзисторы $VT1$ и $VT2$. Когда транзистор $VT1$ запирается (момент времени t_n), то ток нагрузки i_n протекает через открытый транзистор $VT2$ и обратный диод $VD4$ (интервал $t_n \leq t \leq T_n$).

Если нагрузкой является двигатель постоянного тока, то при $U_n > E$ энергия потребляется от источника питания. Ток нагрузки при этом на интервале $0 \leq t \leq t_n$ протекает через транзисторы $VT1$ и $VT2$, а на интервале $t_n \leq t \leq T_n$ — через транзистор $VT2$ и обратный диод $VD4$ (рис. 6.18, а). Если при том же значении γ скорость двигателя изменится и E станет больше U_n , то направление тока нагрузки изменится. При этом, когда открыт транзистор $VT4$, энергия в индуктивности якоря накапливается под действием противо-э. д. с.,

и при запираании транзистора $VT4$ отдается в источник питания через обратные диоды $VD1$ и $VD2$ (рис. 6.18, в).

При $E \approx U_{\pi}\gamma$ в схеме возможен режим переменных токов нагрузки: на интервале $0 \leq t \leq t_1$ ток протекает через обратные диоды $VD1$ и $VD2$; на интервале $t_1 \leq t \leq t_n$ — через транзисторы $VT1$ и $VT2$; на интервале $t_n \leq t \leq t_2$ — через транзистор $VT2$ и обратный диод $VD4$; на интервале $t_2 \leq t \leq T_{\pi}$ — через транзистор $VT4$ и обратный диод $VD2$ (рис. 6.18, б).

Из временных диаграмм рис. 6.18, а...в видно, что при нагрузке с противо-э. д. с. в режиме потребления наиболее загруженными являются транзисторы, а в режиме рекуперации — диоды. При несимметричном управлении транзисторами коэффициент пульсаций выходного напряжения в два раза меньше, чем при симметричном управлении, и равен:

$$k_{\pi} = \frac{\Delta U_{\pi}}{U_{\pi}} = \frac{2(1 - b_1^{-1})(1 - a_1 b_1)}{1 - a_1},$$

где

$$a_1 = e^{-\frac{T_{\pi}}{T_n}}; \quad b_1 = e^{\frac{t_n}{T_n}} = e^{\frac{\gamma T_{\pi}}{T_n}}; \quad T_n = \frac{L_n}{R_n}.$$

При поочередном управлении частота переключения каждого из коммутирующих транзисторов вдвое меньше, чем частота выходного напряжения. При одной полярности выходного напряжения на нагрузке поочередно отпираются транзисторы $VT1$ и $VT2$ (транзисторы $VT3$ и $VT4$ при этом все время заперты). При обратной полярности выходного напряжения коммутируются транзисторы $VT3$ и $VT4$, а транзисторы $VT1$ и $VT2$ постоянно заперты. При таком управлении выходное напряжение имеет форму знакопостоянных импульсов (рис. 6.18, г). При запираании транзистора $VT1$ (момент времени t_n) ток нагрузки под действием э. д. с. самоиндукции замыкается через транзистор $VT2$ и обратный диод $VD4$. При этом нагрузка оказывается замкоченной через $VT2$ и $VD4$ и выходное напряжение равно нулю на интервале $t_n \dots T_{\pi}$.

Из рассмотрения способов управления транзисторами реверсивного ИРПН видно, что при симметричном и несимметричном управлениях обеспечивается двухсторонний обмен энергией между источником питания и нагрузкой, а при поочередном управлении — не обеспечивается.

В настоящее время широкое применение находят тиристорные ИРПН с двуступенчатой коммутацией. В таких ИРПН коммутирующие элементы подключаются к рабочему тиристорному с помощью вспомогательных (коммутирующих) тиристорных в определенные моменты времени, при этом ток на короткий промежуток времени с рабочих тиристорных переводится на вспомогательные и рабочие тиристорные выключаются.

В схемах ИРПН с параллельной коммутацией коммутирующий конденсатор C при коммутации может подключаться либо параллельно

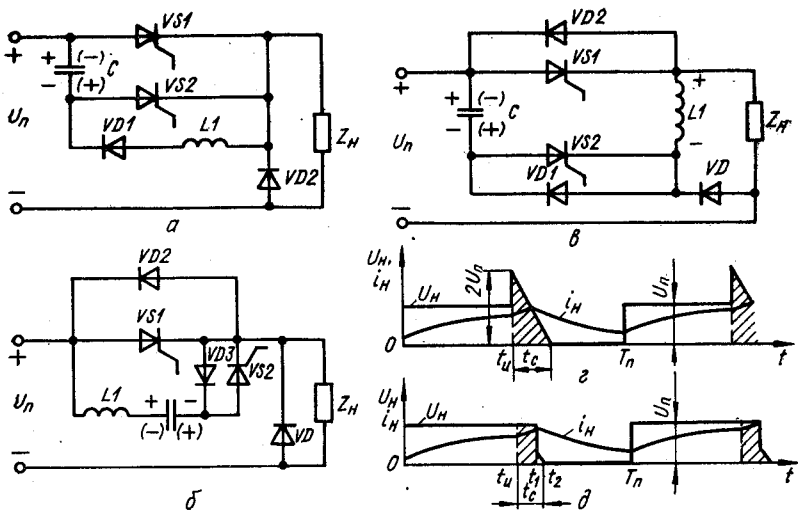


Рис. 6.19

рабочему тиристоры $VS1$ (рис. 6.19, а), либо параллельно нагрузке. Аналогично подключается и коммутирующий последовательный резонансный контур LC (рис. 6.19, б, в).

Рассмотрим работу схемы ИРПН рис. 6.19, а. Пуск схемы происходит путем подачи отпирающего импульса на коммутирующий тиристор $VS2$. При отпирании последнего коммутирующий конденсатор C заряжается с полярностью, указанной на рисунке без скобок, по цепи $U_n - C - VS2 - Z_n$ до напряжения, равного $+U_n$. При спадении тока заряда конденсатора до нуля тиристор $VS2$ запирается.

При отпирании тиристора $VS1$ через нагрузку начинает протекать ток, возрастающий по экспоненте (нагрузка активно-индуктивная). Одновременно происходит колебательный перезаряд конденсатора C по контуру $C - VS1 - L1 - VD1 - C$. Через половину периода собственных колебаний контура конденсатор оказывается перезаряженным до напряжения U_n (полярность указана в скобках). Дальнейший перезаряд конденсатора невозможен, так как этому препятствуют диод $VD1$ и запертый тиристор $VS2$.

При отпирании тиристора $VS2$ в момент времени t_n конденсатор C начинает разряжаться через открытые тиристоры $VS1$ и $VS2$ и за счет разрядного тока конденсатора, протекающего навстречу анодному току тиристора $VS1$, последний запирается. После запираения тиристора $VS1$ ток нагрузки протекает через тиристор $VS2$ и конденсатор C , перезаряжая последний постоянным током $I_{но}$, восстанавливая на нем исходную полярность напряжения. В момент времени, когда $U_C = U_n$, отпирается обратный диод VD и замыкает на себя ток нагрузки. Перезаряд конденсатора прекращается, тиристор $VS2$ запирается и коммутационный узел возвращается в исходное состояние.

Напряжение на нагрузке в момент отпирания тиристора $VS2$

скачком увеличивается до значения $2U_n$, а затем по мере перезаряда конденсатора C линейно спадает до нуля (рис. 6.19, *г*). В начале нового периода регулирования снова отпирается тиристор $VS1$ и все процессы повторяются.

Наличие в кривой выходного напряжения дополнительного импульса напряжения (на рис. 6.19, *г* заштрихован), зависящего от тока нагрузки, приводит к уменьшению жесткости внешней характеристики ИРПН. Существенным недостатком схемы является уменьшение времени, предоставляемого тиристорам для восстановления запирающих свойств, при увеличении тока нагрузки. Заряд коммутирующего конденсатора в схеме происходит через нагрузку, поэтому схема в режиме холостого хода и при малых нагрузках неработоспособна. Требуемая для обеспечения нормальной коммутации емкость конденсатора определяется из выражения

$$C = \frac{I_{н0}}{U_{C0}} t_{\text{выкл.}}$$

где $t_{\text{выкл.}}$ — длительность действия обратного напряжения на рабочем тиристоре; U_{C0} — начальное напряжение на конденсаторе; $I_{н0}$ — ток нагрузки перед коммутацией.

Для нормальной работы схемы время выключения должно быть не меньше, чем $t_{\text{выкл.т}}$ тиристора, т. е. $t_{\text{выкл.}} \geq t_{\text{выкл.т}}$.

Недостатками этого ИРПН являются отличие формы выходного напряжения от прямоугольной (рис. 6.19, *г*), малый диапазон регулирования и малая жесткость внешних характеристик, сравнительно низкая возможная частота коммутации.

В схемах рис. 6.19, *б*, *в* для ускорения процесса перезаряда конденсатора рабочий тиристор $VS1$ шунтируется диодом $VD2$. Этот способ находит в настоящее время широкое применение, поэтому остановимся на нем подробнее.

В схеме ИРПН на рис. 6.19, *б* так же, как и в схеме на рис. 6.19, *а*, требуется предварительный заряд конденсатора с полярностью, указанной на рисунке без скобок. Такой заряд осуществляется при отпирании коммутирующего тиристора $VS2$.

При отпирании тиристора $VS1$ к нагрузке прикладывается напряжение источника питания U_n и одновременно происходит колебательный перезаряд коммутирующего конденсатора C по контуру $C - L1 - VS1 - VD3 - C$. Конденсатор перезарядается до напряжения U_C с полярностью, указанной на рисунке в скобках, а ток диода $VD3$ спадает до нуля. При отпирании коммутирующего тиристора $VS2$ конденсатор начинает перезарядаться по контуру $C - VS2 - VS1 - L1 - C$. При этом ток перезаряда конденсатора уменьшает ток тиристора $VS1$. Для нормальной коммутации необходимо, чтобы максимальный ток колебательного контура был больше тока нагрузки в момент коммутации, т. е. $i_{C \max} > I_{н0}$. В некоторый момент времени ток тиристора $VS1$ становится равным нулю, отпирается диод $VD2$ и перезаряд конденсатора будет продолжаться по контуру $C - VS2 - VD2 - L1 - C$ током $i_C = i_{VD2} + I_{н0}$, т. е. через диод $VD2$ протекает ток $i_{VD2} = i_C - I_{н0}$.

При протекании тока через диод $VD2$ к тиристор $VS1$ приложено обратное напряжение и он запирается. Когда ток перезаряда конденсатора становится равным току нагрузки $I_{н0}$, диод $VD2$ также запирается, а конденсатор C продолжает перезаряжаться током $I_{н0}$ до напряжения $U_{п}$. В момент, когда $U_c = U_{п}$ отпирается, обратный диод VD и замыкает на себя ток нагрузки. Вследствие того что в дросселе $L1$ до момента отпирания диода VD протекал ток $I_{н0}$, конденсатор продолжает перезаряжаться до тех пор, пока ток в дросселе $L1$ не спадет до нуля и не выключится тиристор $VS2$. Напряжение на конденсаторе C при этом достигнет максимальной величины, превышающей напряжение источника питания $U_{п}$. Напряжение на нагрузке не превышает напряжения источника питания.

Особенностью схемы рис. 6.19, *в* является включение дросселя $L1$ в цепь обратного диода VD . Благодаря такому включению максимальное напряжение на коммутирующем конденсаторе C и тиристорах схемы не превышает напряжения источника питания $U_{п}$. При отпирании коммутирующего тиристора $VS2$ конденсатор C заряжается до напряжения с полярностью, указанной на рисунке без скобок. Когда отпирается рабочий тиристор $VS1$ (момент времени $t = 0$), к нагрузке прикладывается напряжение $U_{п}$ (рис. 6.19, *д*) и начинается переход тока нагрузки $i_{н}$ (рассматриваем установившийся режим работы схемы) из цепи обратного диода VD в цепь источника питания. Этот переход происходит в течение некоторого интервала времени (из-за наличия дросселя $L1$ в цепи диода VD), при котором ток обратного диода VD спадает до нуля, а ток рабочего тиристора $VS1$ нарастает от нуля до $I_{н0}$. Данный процесс происходит под действием напряжения $U_{п}$, приложенного к дросселю $L1$ через открытые тиристор $VS1$ и обратный диод VD (диод $VD1$ заперт, и напряжение на конденсаторе C не изменяется). При спадаании тока диода VD до нуля последний запирается, отпирается диод $VD1$ и происходит колебательный перезаряд конденсатора C по цепи $C - VS1 - L1 - VD1 - C$. Через полпериода собственных колебаний контура конденсатор оказывается перезаряженным до напряжения, равного $U_{п}$ с полярностью, указанной на рис. 6.19, *в* в скобках. Дальнейший перезаряд конденсатора невозможен, так как $VD1$ и $VS2$ заперты. В момент времени $t_{и}$ отпирается тиристор $VS2$ и под действием тока разряда конденсатора i_c , протекающего по контуру $C - VS2 - L1 - VS1 - C$, ток тиристора $VS1$ спадает до нуля, тиристор запирается и через диод $VD2$ начинается протекать ток, равный $i_c - I_{н0}$. При $i_c = I_{н0}$ диод $VD2$ запирается (момент времени t_1 на рис. 6.19, *д*), а конденсатор C перезаряжается от источника питания постоянным током $I_{н0}$ по цепи $U_{п} - C - VS2 - L1 - Z_{н} - U_{п}$. Так как при этом $U_c < U_{п}$, то обратный диод VD остается запертым. Напряжение на конденсаторе на интервале $t_1 \dots t_2$ растет по линейному закону до напряжения, равного $U_{п}$. В связи с тем что конденсатор C на данном этапе оказывается подключенным параллельно рабочему тиристор $VS1$, в кривой выходного напряжения появляется линейный участок (рис. 6.19, *д*). При достижении напряжения на коммутирующем конденсаторе величины $U_{п}$ (полярность на рисунке без скобок) отпирается обратный диод VD и ток на-

грузки из цепи конденсатора переходит в цепь диода. Напряжение на конденсаторе C фиксируется на уровне U_n , а тиристор $VS2$ запирается. При следующем отпирании рабочего тиристора $VS1$ (момент времени T_n) процессы в схеме повторяются.

Расчет элементов коммутационного узла L_1 и C схем ИРПН (рис. 6.19) можно выполнить исходя из паспортного значения времени выключения тиристоров $t_{\text{выкл}}$ и условия, что

$$\beta \omega_0 t_{\text{выкл}} = 2 \arctg \sqrt{(\varepsilon/\kappa)^2 - 1},$$

где $\omega_0 = 1/\sqrt{L_1 C}$ — собственная круговая частота контура; $\kappa = Z_C I_{н0}/U_n$ — коэффициент нагрузки коммутационного узла; $Z_C = \sqrt{L_1 C}$ — волновое сопротивление контура; $\varepsilon = U(0)/U_n$; $U(0)$ — напряжение на конденсаторе в момент коммутации (для схем рис. 6.19, б $U(0) \geq 0,5U_n$; рис. 6.19, в $U(0) = U_n$). Все элементы схем должны выдерживать напряжение U_n , диод VD — напряжение $2U_n$.

Недостатком схем с диодами, шунтирующими рабочий тиристор, является близкое к нулю обратное напряжение на рабочем тиристоре на интервале запираания. Это приводит к увеличению реального времени выключения тиристора в 2...5 раз. С целью устранения этого недостатка последовательно с обратным диодом можно включить дроссель с индуктивностью меньшей, чем L_1 .

Схемы ИРПН с параллельной коммутацией не обеспечивают плавного регулирования выходного напряжения (тока нагрузки) от нуля, так как нерегулируемая составляющая выходного напряжения и минимально допустимый ток нагрузки всегда больше нуля. Диапазон регулирования ограничен как сверху, так и снизу и зависит от частоты коммутации. Таким образом, ИРПН с параллельной коммутацией применяются в тех случаях, когда не требуется широкого диапазона изменения выходного напряжения или тока.

В схемах с последовательной коммутацией импульс запирающего напряжения вводится последовательно в цепь, содержащую рабочий тиристор, нагрузку и источник питания. Это осуществляется введением дросселя в цепь рабочего тока (рис. 6.20) или обмотки трансформатора и подачей на них импульса напряжения при перезаряде коммутирующего конденсатора. Контур перезаряда конденсатора на интервале коммутации отделен от цепи нагрузки запертым рабочим тиристором $VS1$, и ток этой цепи не участвует в перезаряде конденсатора. Форма кривой выходного напряжения такая же, как и в ИРПН на транзисторах. Внешняя характеристика ИРПН с последовательной коммутацией более жесткая, чем в ИРПН с параллельной коммутацией.

В схеме на рис. 6.20 коммутирующий конденсатор C включает в диагональ моста из тиристоров $VS2...VS5$. Для запираания рабочего тиристора $VS1$ коммутирующие тиристоры отпираются попарно. Если полярность напряжения на конденсаторе C такая, как указано на

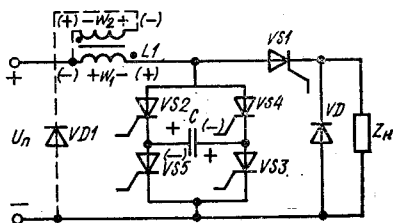


Рис. 6.20

рисунке (без скобок), то для запираания рабочего тиристора $VS1$ отпираются коммутирующие тиристоры $VS4, VS5$ (при полярности, указанной в скобках, — тиристоры $VS2, VS3$). Такой алгоритм переключения коммутирующих тиристоров исключает подготовительные перезаряды конденсатора и позволяет использовать оба периода перезаряда конденсатора для запираания рабочего тиристора. При отпирании тиристоров $VS4, VS5$ (для полярности напряжения на конденсаторе, указанной в скобках, — тиристоры $VS2, VS3$) образуется контур перезаряда конденсатора $C - VS5 - U_{\pi} - LI - VS4 - C$ и к рабочему тиристору $VS1$ через обратный диод VD прикладывается обратное напряжение $U(0)$, равное напряжению на конденсаторе перед коммутацией, под действием которого он запирается. Ток дросселя LI переходит из цепи рабочего тиристора в цепь конденсатора C , который перезаряжается до напряжения, превышающего первоначальное, так как при этом энергия в конденсаторе поступает от источника питания и от дросселя LI (энергия в дросселе накопилась перед коммутацией за счет тока нагрузки, протекающего через LI и $VS1$). При следующей коммутации конденсатор перезарядится еще до большего напряжения и т. д., т. е. в схеме наблюдается эффект накопления энергии в конденсаторе. Напряжение, до которого может заряжаться конденсатор, составляет $U(0) = (5...10) U_{\pi}$ и более. Это может вызвать выход из строя элементов схемы. Для устранения данного недостатка в схему вводят цепь сброса энергии, показанную на рис. 6.20 пунктиром и состоящую из дополнительной обмотки ω_2 дросселя LI и диода $VD1$. При этом коэффициент трансформации n_T выбирается больше единицы (на практике выбирают $n_T = \omega_2/\omega_1 = 1,5...3$, обратное напряжение на диоде VD при этом равно $(5...8) U_{\pi}$, а напряжение на конденсаторе $U(0) = (1,33...1,67) U_{\pi}$). Принцип работы этой цепи заключается в следующем. При отпирании тиристоры $VS4, VS5$ к первичной обмотке ω_1 дросселя LI прикладывается напряжение $U_L = U_C - U_{\pi}$ с полярностью, указанной на рисунке без скобок. Диод $VD1$ при этом заперт, так как к нему приложено обратное напряжение $n_T U_L + U_{\pi}$, и не оказывает влияния на процессы в схеме. Конденсатор перезаряжается и, когда напряжение на первичной обмотке ω_1 достигает величины U_{π}/n_T , что соответствует напряжению на вторичной обмотке ω_2 , равному U_{π} , диод $VD1$ отпирается, создается цепь отдачи энергии, накопленной в дросселе LI в цепь источника питания. Без учета активного сопротивления и индуктивности рассеивания обмоток дросселя такой переход можно считать мгновенным.

При спадении тока диода $VD1$ до нуля последний запирается, а напряжение на конденсаторе C , достигнув значения $(1 + n_T) U_{\pi}$: n_T , остается далее неизменным. Тиристоры $VS4, VS5$ запираются. Таким образом, напряжение на конденсаторе при перезарядах фиксируется все время на уровне $U(0) = (1 + n_T) U_{\pi}/n_T$ (при учете активных сопротивлений и индуктивностей рассеивания обмоток дросселя это напряжение несколько выше).

Время запираания тиристора $VS1$ определяется из выражения

$$t_{\text{выкл}} = \arctg \frac{\varepsilon \sqrt{\varepsilon^2 + \kappa^2 - 1} - \kappa}{\kappa \sqrt{\varepsilon^2 + \kappa^2 - 1} + \varepsilon} / \omega_0,$$

где

$$\varepsilon = [U(0) + U_n]/U_n.$$

Реверсивные тиристорные ИРПН выполняются, как правило, по мостовой схеме с устройствами принудительной коммутации: параллельными или последовательными. В тех случаях, когда необходимо получить широкий диапазон регулирования выходного напряжения при несимметричном или поочередном законе управления, применяются ИРПН с последовательной коммутацией. При симметричном законе управления применяются ИРПН как с последовательной, так и с параллельной коммутацией.

Особенности схем управления ИРПН. Схемы управления ИРПН строятся по тому же принципу, что и СУ ЭР переменного напряжения с фазоимпульсным управлением. Их основным узлом является широтно-импульсный модулятор, полностью соответствующий и по назначению, и по реализации фазосдвигающему устройству СУФ СУ ЭР переменного напряжения, преобразующий управляющий сигнал X_y в ширину импульса.

Схемы управления регуляторов на основе управляемых выпрямителей (рис. 6.7—6.9) реализуют вертикальный способ управления и имеют ту же структуру, что и СУ тиристорных ЭР с неполностью управляемым ИО, питающихся от однофазной и трехфазной сети (см. п. 3.4—3.6). Однако следует знать, что силовые тиристоры по условиям эксплуатации не допускают подачи сигналов управления на управляющий электрод при обратном напряжении на аноде тиристора, поэтому СУ ИРПН должна обеспечить строгое распределение импульсов запуска тиристоров выпрямителя в соответствии с алгоритмом их включения и знаком напряжения питающей сети. Эту задачу решает распределитель импульсов, управляемый синхроимпульсами s_i , характеризующими знак напряжения каждой фазы питающей сети (встречно-параллельное включение тиристоров ИО допускает подачу импульсов запуска одновременно на оба тиристора без учета знака питающего напряжения, так как включившийся тиристор шунтирует второй тиристор и тем самым снимает указанные выше ограничения по условиям эксплуатации).

Схемы управления тиристорных ИРПН (рис. 6.19, 6.20) строятся по тем же схемам, что и СУ ЭР переменного напряжения с полностью управляемым ИО (см. п. 3.8). Основное их отличие заключается в том, что ИО ИРПН содержит только один рабочий тиристор и один узел его выключения, питающийся от источника постоянного напряжения, поэтому СУ не содержит распределителей сигналов управления и узла синхронизации ИО с питающей сетью. Синхроимпульсы T_s могут быть сформированы как отдельным задающим генератором, так и схемой синхронизации из сетевого напряжения.

В нереверсивных транзисторах ИРПН (рис. 6.14—6.16) схема управления также соответствует СУ ЭР переменного напряжения с полностью управляемым ИО, отличаясь только структурой формирователя импульсов включения силовых транзисторов.

В СУ мостовой схемы ИРПН (рис. 6.17) используются два компаратора, один из которых работает на положительные значения управля-

ющего сигнала, второй — на отрицательные. Каждый из компараторов управляет работой своей пары транзисторов. Ввиду того что силовые транзисторы не имеют общей точки, формирователь импульсов управления СУ должен обеспечить гальваническую развязку (трансформаторную или оптоэлектронную) сигналов управления с выходов компараторов СУ и сигналов управления, поступающих на базы транзисторов.

6.6. Сглаживающие фильтры

Для уменьшения пульсаций на выходе выпрямителей используются не чисто индуктивные или емкостные фильтры, а различные их комбинации. Наиболее часто используются LC -и RC -фильтры. Они могут быть однозвенными или двухзвенными. Возможно также применение комбинированных двухзвенных фильтров (одно звено LC -, а другое — RC -типа). Схемы наиболее распространенных фильтров показаны на рис. 6.21 [2, 5].

Сглаживающие фильтры характеризуются коэффициентом q сглаживания, который можно представить как отношение пульсации на входе фильтра $U_{01\sim}$ к амплитуде первой гармоники пульсации на выходе первого звена $U_{11\sim}$ или на выходе второго звена фильтра $U_{21\sim}$:

$$q = U_{01\sim}/U_{11\sim} \text{ или } q = U_{01\sim}/U_{21\sim}.$$

Фильтры типа LC имеют лучшие характеристики, чем RC -фильтры, однако в них возможны резонансные явления, характерные для LC -схем. Во избежание этих явлений рекомендуется выбирать для однозвенного фильтра $q > 3$.

Коэффициент сглаживания LC фильтров определяется из выражения

$$q = m^2 \omega_c LC_1 - 1, \quad (6.11)$$

где m — число основных пульсаций выпрямленного напряжения за период питающего напряжения; ω_c — круговая частота питающей сети.

Необходимым условием, обеспечивающим сглаживающее действие, является также соблюдение соотношения

$$R_n \gg 1/m\omega_c C_1.$$

Необходимое произведение LC можно определить из уравнения (6.11):

при $f_c = 50$ Гц

$$LC_1 \approx 10(q + 1)/m^2;$$

при $f_c = 400$ Гц

$$LC_1 \approx 0,16(q + 1)/m^2.$$

Для двухзвенного фильтра

$$q = q_1 q_2,$$

где q_1 и q_2 — коэффициенты сглаживания первого и второго звеньев фильтра. Если $L_1 = L_2 = L$ и $C_1 = C_2 = C$, то необходимое произве-

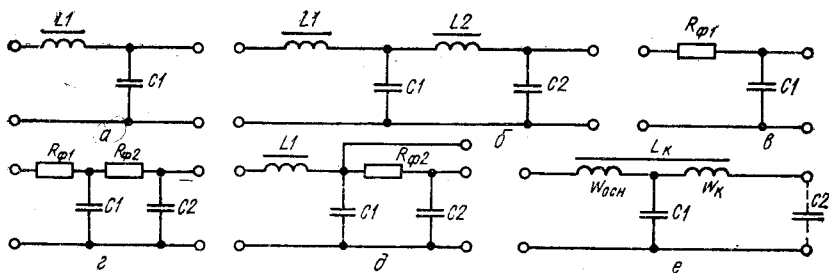


Рис. 6.21

дение LC для одного звена:

$$LC = \sqrt{q}/m^2\omega^2.$$

Двухзвенные LC -фильтры применяются, когда $q > 16$, так как при этом произведение суммарной индуктивности дросселей на суммарную емкость конденсаторов двухзвенного фильтра будет меньше произведения LC однозвенного фильтра, имеющего такой же коэффициент сглаживания.

Для увеличения коэффициента сглаживания дроссели фильтра выполняют с дополнительной (компенсационной) обмоткой ω_k , включенной встречно с основной $\omega_{осн}$ (рис. 6.21, *е*). При этом переменные составляющие пульсаций формируют в общем железе потоки, направленные навстречу друг другу и тем самым частично взаимно компенсируются. Это позволяет в 2...4 раза увеличить коэффициент сглаживания.

Число витков компенсационной обмотки должно быть равно

$$\omega_k = \frac{(2 \dots 4) \omega_{осн}}{q}.$$

Дроссель с компенсационной обмоткой рекомендуется применять во втором звене двухзвенного фильтра.

Основным недостатком таких дросселей является влияние величины и характера нагрузки выпрямителя на сглаживающее действие фильтра, так как с их изменением из-за сдвига фаз и изменения соотношения токов, протекающих в основной и компенсационной обмотках дросселя, компенсация переменных токов ухудшается.

Фильтры типа RC . Применяются при малых значениях токов (до 10...15 мА). Коэффициент сглаживания этого фильтра определяется его постоянной времени и параметрами питающей сети:

$$q = 2\pi f_c R_\Phi C_1,$$

где R_Φ — сопротивление фильтра. Это сопротивление является внутренним сопротивлением источника, поэтому должно быть существенно меньше сопротивления нагрузки. Оно определяется по падению напряжения ΔU_Φ на фильтре: $R_\Phi = \Delta U_\Phi / i_n$.

Коэффициент сглаживания двухзвенного фильтра, как и LC -фильтра,

$$q = q_1 q_2.$$

Если для первого и второго звеньев $R_{\phi 1} = R_{\phi 2}$ и $C_1 = C_2$, то

$$R_{\phi 1} C_1 = R_{\phi 2} C_2 = \frac{V_{\bar{q}}}{2\pi f_c}.$$

Электронные сглаживающие фильтры. Индуктивно-емкостные фильтры просты и надежны в эксплуатации, однако их масса и габаритные размеры могут существенно сказываться на общей массе и габаритных размерах всего устройства. Это объясняется тем, что габаритные размеры дросселя фильтра с ростом тока нагрузки резко возрастают. При этом в результате насыщения сердечника дросселя постоянной составляющей выпрямленного тока индуктивность его уменьшается и фильтрующие свойства фильтра ухудшаются. Вредные влияния на питающую электронную аппаратуру также оказывают магнитные поля рассеяния дросселя.

Электронные фильтры не содержат сглаживающих дросселей, поэтому не имеют перечисленных недостатков. Вместо дросселя в этих фильтрах используют транзисторы, вольт-амперная коллекторная характеристика которых по форме подобна кривой намагничивания ферромагнитного сердечника дросселя.

Электронные фильтры применяют при токах нагрузки до нескольких ампер и напряжениях, определяемых десятками вольт. Различают электронные фильтры с нагрузкой, включенной последовательно с транзистором в цепь его коллектора либо эмиттера или параллельно транзистору.

Типовая схема электронного фильтра с последовательным включением нагрузки в коллектор транзистора показана на рис. 6.22, а. Уменьшение пульсаций напряжения на коллекторе транзистора этой схемы и передача э. д. с. в коллекторную цепь достигается введением отрицательной обратной связи через сопротивление $R_{\text{э}}$, а цепочка $R_{\text{б}}C_{\text{б}}$, выполняя роль сглаживающего RC-фильтра, существенно ослабляет переменную составляющую на входе транзистора. В этой схеме необходимое напряжение смещения на базе, обеспечивающее работу транзистора в активном режиме, задается постоянной составляющей выходного выпрямленного напряжения через сопротивление $R_{\text{б}}$. Это напряжение не зависит от режима работы коллекторной цепи, поэтому данный фильтр называют схемой с фиксированным смещением. Недостатками этого фильтра являются узкий диапазон рабочих температур (порядка $+10 \dots +20$ °С) и необходимость индивидуальной настройки при замене транзистора. От этих недостатков свободна схема фильтра с автоматическим смещением напряжения на базе транзистора (рис. 6.22, б), которое автоматически изменяется при изменении режима работы коллекторной цепи. Однако коэффициент сглаживания данной схемы почти в два раза меньше, чем схемы с фиксированным смещением напряжения. Фильтры с нагрузкой в коллекторной цепи транзистора применяют при малых токах, когда сопротивление нагрузки значительно больше выходного сопротивления фильтра.

Выходное сопротивление фильтра при включении нагрузки в эмиттерную цепь транзистора (рис. 6.22, в) существенно меньше, чем в первых двух случаях. При этом коэффициент усиления по напряжению

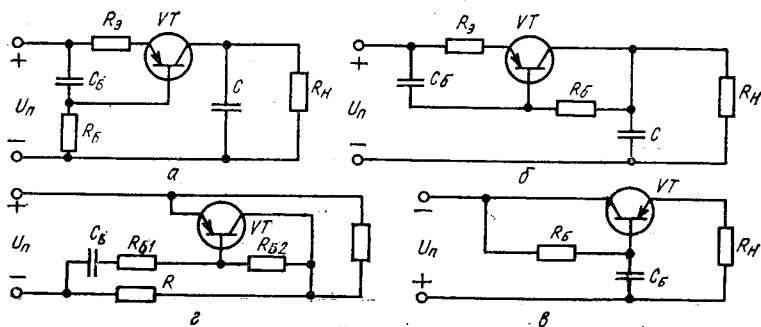


Рис. 6.22

практически равен единице, поэтому в такой схеме нет необходимости ослаблять действие э. д. с. в коллекторной цепи, вносимой эмиттерным током. В данной схеме имеет место автоматическое смещение постоянной составляющей напряжения, подаваемого на базу транзистора. Поэтому фильтр может устойчиво работать при изменении температуры окружающей среды. Схема не требует настройки при замене транзистора. Коэффициент сглаживания фильтра с эмиттерной нагрузкой ниже, чем у фильтра с нагрузкой в коллекторной цепи, однако его можно увеличить либо путем повышения коэффициента сглаживания фильтра в базовой цепи транзистора, либо за счет увеличения коэффициента усиления транзистора, или включением второго звена такого же активного фильтра.

Схема фильтра с параллельным подключением транзистора приведена на рис. 6.22, г. Автоматическое смещение постоянного напряжения на базе транзистора осуществляется с помощью резистора $R_{Б1}$. Переменная составляющая протекает через базу транзистора и цепочку $R_{Б1}, C_{Б}$. Усиливаясь, эта переменная составляющая вызывает падение напряжения на резисторе R , которое находится в противофазе с входным переменным напряжением и приводит к его ослаблению.

Выходное сопротивление этой схемы приблизительно равно R , поэтому она применяется в выпрямителях небольшой мощности и с нагрузкой, изменяющейся в малых пределах.

6.7. Стабилизаторы напряжения

Стабилизаторами напряжения называются устройства, включаемые в канал передачи энергии (рис. 6.1) с целью уменьшения относительных изменений выходного напряжения при воздействии различных дестабилизирующих факторов. Основными такими факторами являются колебания питающего напряжения U_n , изменение сопротивления нагрузки R_n , колебания температуры окружающей среды и изменение параметров элементов стабилизатора.

Различают два основных принципа действия стабилизаторов: параметрический и компенсационный. Иногда эти два принципа комбинируют.

При параметрическом принципе стабилизации дестабилизирующий фактор непосредственно действует на параметр нелинейного или управляемого элемента, что автоматически в значительной степени ослабляет воздействие дестабилизирующей величины. В таких стабилизаторах используют нелинейные активные (стабилитроны, бареттеры, термисторы) и реактивные (дроссели насыщения) сопротивления. У перечисленных элементов есть параметр, значение которого зависит от тока или напряжения, причем на определенном участке вольт-амперной характеристики параметрических стабилизаторов при изменении входного параметра в заданных пределах выходной параметр практически не изменяется.

Компенсационный принцип стабилизации предусматривает сравнение стабилизируемой величины с какой-либо эталонной (опорной). Разности ток и напряжение, полученные в результате этого сравнения, оказывают автоматическое влияние на один из элементов схемы стабилизатора, в значительной степени уменьшающих действие дестабилизирующих факторов. Этот элемент называется регулирующим или силовым (РЭ).

Таким образом, в компенсационных стабилизаторах непременно имеется отрицательная обратная связь с выхода на одно из звеньев системы, что превращает его в замкнутую систему автоматического регулирования.

Регулирующий элемент (транзистор, тиристор) может работать в непрерывном (линейном, аналоговом) или импульсном (ключевом) режиме. По этому признаку стабилизаторы делятся на компенсационные непрерывные и компенсационные импульсные.

В зависимости от того, какой параметр стабилизируется, различают стабилизаторы напряжения и тока. В устройствах электропитания электронной аппаратуры преимущественно применяются стабилизаторы напряжения.

Стабилизаторы напряжения характеризуются следующими основными параметрами:

номинальными входным $U_{\text{п}}$ и выходным $U_{\text{н}}$ напряжениями;

номинальным выходным током $I_{\text{н}}$, пределами его изменения $I_{\text{н min}}$ и $I_{\text{н max}}$ и диапазоном изменения $\Delta I_{\text{н}} = I_{\text{н max}} - I_{\text{н min}}$;

относительной нестабильностью выходного напряжения $U_{\text{н}}^* = \frac{\Delta U_{\text{н}}}{U_{\text{н}}}$, где $\Delta U_{\text{н}}$ — абсолютное отклонение стабилизированного напряжения от номинального значения;

коэффициентом стабилизации $K_{\text{ст}}$, который показывает, во сколько раз улучшается стабильность выходного напряжения по сравнению со стабильностью входного питающего напряжения (определить $K_{\text{ст}}$ можно путем деления относительного изменения питающего напряжения $\Delta U_{\text{п}}/U_{\text{п}}$ на относительную нестабильность выходного напряжения $U_{\text{н}}^*$ при неизменном токе нагрузки, т. е.

$$K_{\text{ст}} = \frac{\Delta U_{\text{п}}/U_{\text{п}}}{\Delta U_{\text{н}}/U_{\text{н}}},$$

где $\Delta U_{\text{п}}$ — абсолютное изменение питающего напряжения);
выходным сопротивлением стабилизатора $R_{\text{вых}}$, которое опреде-

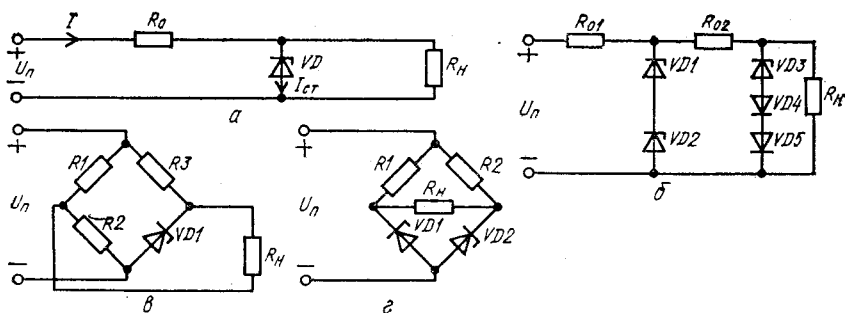


Рис. 6.23

ляется как отношение приращения напряжения на выходе стабилизатора, к вызвавшему его изменению тока нагрузки ΔI_H , т. е.

$$R_{\text{вых}} = \Delta U_H / \Delta I_H;$$

пульсациями выходного напряжения, которые оцениваются так же, как и для сглаживающих фильтров;

температурным коэффициентом (ТКН) Θ , который характеризует степень стабильности выходного напряжения при изменениях температуры;

коэффициентом полезного действия, который определяется как отношение мощности на выходе и входе стабилизатора.

Параметрические стабилизаторы напряжения. Применяются для питания маломощной электронной аппаратуры и в качестве источников опорного напряжения (ИОН) в компенсационных стабилизаторах напряжения и тока. В качестве основного элемента с нелинейной вольт-амперной характеристикой используются кремниевые стабилизаторы.

В основной схеме однокаскадного параметрического стабилизатора напряжения (ПСН) (рис. 6.23, а) при изменении входного напряжения U_H на $\pm \Delta U_H$ ток через стабилитрон VD изменяется на $\Delta I_{ст}$, что приводит к незначительным изменениям напряжения на стабилитроне (на $\pm \Delta U_H$), а следовательно, и на нагрузке. Значение ΔU_H зависит от ΔU_H , сопротивления ограничивающего резистора R_0 и дифференциального сопротивления стабилитрона $r_{ст} = \partial U_{ст} / \partial I_{ст}$. Коэффициент стабилизации этой схемы

$$K_{ст} = \frac{\Delta U_H}{\Delta U_H} \frac{U_H}{U_H} = \frac{U_H R_0'}{U_H R_H}$$

Внутреннее сопротивление стабилизатора определяется в основном дифференциальным сопротивлением стабилитрона.

Знак ТКН стабилитрона зависит от величины напряжения стабилизации. При обратном включении ТКН стабилитрона (например, Д814А) отрицателен, если обратное напряжение превышает величину 5,5 В. При прямом включении ТКН положителен. Разные знаки ТКН дают возможность, соединяя последовательно и встречно несколько различных по типу стабилитронов, осуществлять температурную

компенсацию их напряжений. Однако при этом возрастает выходное сопротивление ПСН из-за дифференциальных сопротивлений термокомпенсирующих диодов в прямом направлении, которое зависит от выбранного типа диода и режима его работы. Необходимо отметить, что термокомпенсированный ПСН имеет повышенное значение $r_{ст}$ и пониженный коэффициент стабилизации.

Для повышения стабильности выходного напряжения ПСН применяют двухкаскадные или мостовые схемы стабилизаторов (рис. 6.23 б, в, г).

Предварительная стабилизация напряжения в двухкаскадном ПСН (рис. 6.23, б) осуществляется с помощью элементов R_{01} , $VD1$ и $VD2$ и позволяет получить достаточно высокий коэффициент стабилизации выходного напряжения

$$K_{ст} = K_{ст1}K_{ст2} \approx \frac{U_H}{U_H} \frac{R_{01}R_{02}}{(r_{ст1} + r_{ст2})(r_{ст3} + r_{ст4} + r_{ст5})},$$

где $K_{ст1}$, $K_{ст2}$ — коэффициенты стабилизации первого и второго каскадов; $r_{ст1} - r_{ст3}$ — дифференциальные сопротивления стабилитронов $VD1 - VD3$; $r_{ст4}$, $r_{ст5}$ — дифференциальные сопротивления диодов $VD4$, $VD5$.

Температурная нестабильность выходного напряжения и выходное сопротивление двухкаскадного ПСН такие же, как в схеме однокаскадного.

В мостовых схемах (рис. 6.23, г, в) повышение $K_{ст}$ достигается за счет компенсирующего напряжения, возникающего на резисторе $R2$ или стабилитроне $VD1$ при изменении входного напряжения. Коэффициент стабилизации при $R_H = \text{const}$ для схемы рис. 6.23, в:

$$K_{ст} \approx \frac{U_H}{U_H [(r_{ст}/R3) - (R2/R1)]},$$

а для схемы рис. 6.23, г:

$$K_{ст} \approx \frac{U_H}{U_H [(r_{ст1}/R1) - (r_{ст2}/R2)]},$$

где $r_{ст1}$ и $r_{ст2}$ — дифференциальные сопротивления стабилитронов $VD1$ и $VD2$.

В мостовых параметрических стабилизаторах теоретически коэффициент стабилизации может быть бесконечно большим, если выбрать элементы исходя из условий: для рис. 6.23, б $r_{ст}/R3 = R2/R1$, а для схемы на рис. 6.23, г $r_{ст1}/R1 = r_{ст2}/R2$.

Выходное сопротивление для схемы на рис. 6.23, в $R_{вых} = r_{ст} + R2$, а для схемы на рис. 6.23, г $R_{вых} = r_{ст1} + r_{ст2}$.

Температурная нестабильность мостовых схем зависит от ТКН стабилитронов, а для схемы на рис. 6.23, в еще от ТКН резисторов $R1$ и $R2$, ее можно уменьшить соответствующим подбором стабилитронов и сопротивлений. Особенностью схемы рис. 6.23, г является возможность получения низких выходных напряжений с небольшой температурной нестабильностью за счет применения стабилитронов с малоотличающимися ТКН.

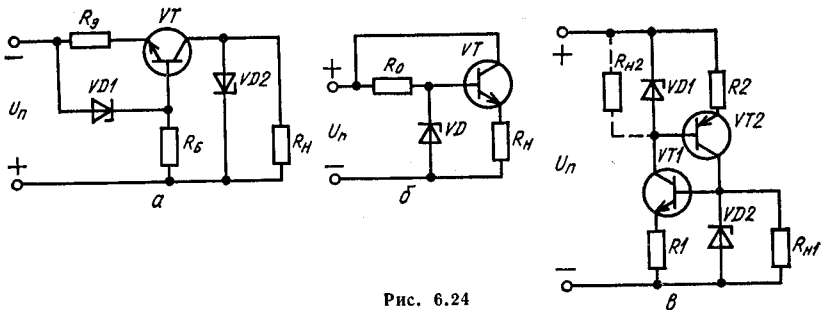


Рис. 6.24

Двухкаскадные и мостовые ПСН при высокой стабильности выходного напряжения имеют существенно меньший к.п.д. по сравнению с однокаскадной схемой рис. 6.23, а. От этого недостатка свободны схемы ПСН с транзисторами. ПСН (рис. 6.24, а) содержит источник тока на транзисторе VT , стабилитроне $VD1$, резисторах R_g и $R_б$. Это позволяет стабилизировать ток, протекающий через стабилитрон $VD2$, и тем самым резко уменьшить отклонения напряжения на нагрузке при больших изменениях входного напряжения. ТКН и выходное сопротивление этой схемы ПСН практически такие же, как и в схеме на рис. 6.23, а.

Повышения выходной мощности рассмотренных ПСН можно достичь за счет включения на их выходе эмиттерного повторителя (рис. 6.24, б). Коэффициент стабилизации такого стабилизатора

$$K_{ст} = \frac{\mu}{1 + \mu r_{ст}/R_0} \frac{U_H}{U_H},$$

а выходное сопротивление

$$R_{вых} = \frac{R_i + \mu r_{ст}/\beta}{1 + \mu},$$

где

$$\mu = 1 / \left(\frac{r_{ст} U_H}{R_0 U_{ст}} + \frac{r_{ст} + r_B + r_{э}\beta}{r_K} - \frac{r_{ст}}{R_0} \right),$$

$R_i = \mu \left(r_{э} + \frac{r_B}{\beta} \right)$; r_B , $r_{э}$, r_K , β — соответственно сопротивления базы, эмиттера, коллектора и коэффициент усиления транзистора в схеме с ОЭ.

Недостатком рассмотренной схемы является ухудшение температурной стабильности при относительно больших (более 5 В) напряжениях.

На рис. 6.24, в приведена схема ПСН с дополнительными транзисторами разной проводимости. Она отличается высокой стабильностью и позволяет подключить две нагрузки $R_{н1}$ и $R_{н2}$. По ТКН и $K_{ст}$ эта схема несколько превосходит схему 6.24, а. Ее выходные сопротивления определяются стабилитронами $VD1$ и $VD2$ соответственно.

Компенсационные стабилизаторы непрерывного действия. Компенсационные стабилизаторы непрерывного действия по сравнению с

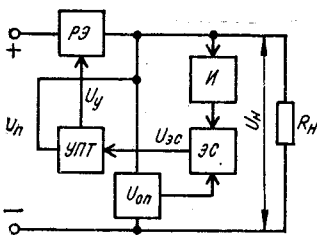


Рис. 6.25

параметрическими повышают качество стабилизации напряжения, увеличивают выходную мощность и расширяют диапазон стабилизации напряжения. В настоящее время они составляют основу большинства систем стабилизированного электропитания РЭА. По способу включения регулирующего элемента (РЭ) различают последовательную и параллельную схемы стабилизации. В первом случае РЭ включается

последовательно с нагрузкой и стабилизаторы называются стабилизаторами последовательного типа, во втором — РЭ включается параллельно с нагрузкой и стабилизаторы называются стабилизаторами параллельного типа.

Регулирующий элемент в компенсационных стабилизаторах напряжения (КСН) выполняется, как правило, на составных транзисторах. Число включаемых транзисторов зависит от их коэффициентов передачи тока и заданного тока нагрузки стабилизатора.

Структурная схема стабилизатора напряжения последовательного типа приведена на рис. 6.25. Стабилизатор представляет собой управляемый делитель напряжения, в верхнем плече которого включен регулирующий элемент, а в нижнем — нагрузка. Рассмотрим его работу.

Предположим, что в результате воздействия дестабилизирующего фактора (увеличение входного напряжения, уменьшение тока нагрузки) напряжение на выходе стабилизатора U_n увеличилось. Это приводит к увеличению напряжения на выходе измерительного элемента И и элемента сравнения ЭС. Напряжение рассогласования ЭС $U_{ЭС} = U_n k_d - U_{он}$ (где k_d — коэффициент деления выходного напряжения измерительным элементом) усиливается усилителем постоянного тока УПТ и поступает на управление регулирующим элементом. Под действием управляющего напряжения U_y падение напряжения на РЭ увеличивается, а следовательно, напряжение на выходе стабилизатора уменьшается.

В установившемся режиме выходное напряжение стабилизатора сохраняется практически постоянным. Его нестабильность будет тем меньше, чем больше коэффициент усиления УПТ. Для такого стабилизатора характерно примерное равенство входного тока $I_{вх}$ току нагрузки I_n , так как ток, потребляемый схемой управления стабилизатора, на много меньше тока нагрузки. В связи с этим последовательные схемы отличаются большим к. п. д. и малым потреблением в режиме холостого хода.

Простейшая схема КСН последовательного типа (рис. 6.26, а) представляет собой эмиттерный повторитель на транзисторе VT с фиксированным напряжением базы. Напряжение U_n на нагрузке в таком стабилизаторе равно разности напряжений $U_{он}$ на стабилитроне VD и напряжения на эмиттерном переходе регулирующего транзистора $U_{ЭБ}$, т. е. $U_n = U_{он} - U_{ЭБ}$. Ток через стабилитрон задается резистором R. По этому же резистору протекает ток базы регулирующего

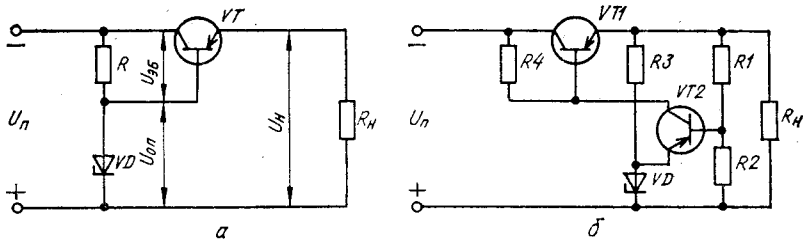


Рис. 6.26

транзистора I_B , который определяется током нагрузки $I_B = I_H / (\beta + 1)$.

Допустим, что вследствие изменения значения нагрузочного сопротивления R_H или напряжения U_H напряжение U_H возросло. Это сопровождается уменьшением напряжения между эмиттером и базой и падением базового тока, так как $U_{оп} = \text{const}$. При падении базового тока увеличиваются сопротивление транзистора постоянному току и напряжение на участке коллектор — эмиттер, что способствует уменьшению U_H практически до номинального значения.

Коэффициент стабилизации и выходное сопротивление стабилизатора последовательного типа определяются по формулам:

$$K_{ст} \approx \frac{RU_H}{r_{ст}U_H};$$

$$R_{вых} \approx \frac{r_{ст} + h_{11э}}{h_{21э}},$$

где $h_{11э}$, $h_{21э}$ — параметры транзистора.

Как видно, в данном случае коэффициент стабилизации определяется значением $K_{ст}$ параметрического стабилизатора, образованного резистором R и диодом VD . Коэффициент полезного действия этого стабилизатора определяется по формуле

$$\eta = \frac{P_H}{P_{вх}} = \frac{U_H I_H}{U_H (I_H + U/R)}.$$

Рассмотренная схема работает без усилителя в цепи обратной связи. Применяв каскад усиления, можно значительно увеличить коэффициент стабилизации и уменьшить выходное сопротивление (рис. 6.26, б). В этой схеме однокаскадный УПТ выполнен на транзисторе VT_2 .

Делитель выходного напряжения на резисторах R_1 , R_2 и резистор R_3 со стабилитроном VD образуют измерительный мост, на одну диагональ которого поступает выходное напряжение стабилизатора U_H . Ко второй диагонали моста подключен переход эмиттер — база транзистора VT_2 . Мост работает как схема сравнения.

Применение выходного делителя позволяет изменять соотношение выходного и опорного напряжения в $k_d = R_2 / (R_1 + R_2)$ раз, что очень удобно, когда напряжение на нагрузке превышает опорное или

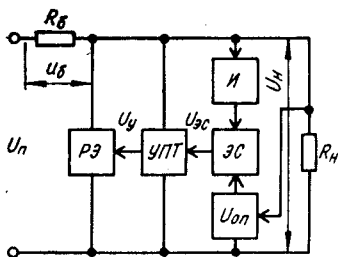


Рис. 6.27

$$R_{\text{вых}} \approx \frac{h_{11B2} + r_{\text{ст}} + k_d R1 / h_{21Э2}}{n} \left(\frac{h_{11B1}}{R4} + \frac{1}{h_{21Э1}} \right),$$

где n — количество транзисторов в РЭ.

Из этих выражений следует, что для повышения $K_{\text{ст}}$ и уменьшения $R_{\text{вых}}$ необходимо увеличивать k_d и уменьшать сопротивление резистора $R1$. Однако уменьшение сопротивления резистора $R1$ приводит к снижению к. п. д. стабилизатора, поэтому практически сопротивление делителя $R1, R2$ выбирается таким, чтобы его ток на один-два порядка превышал ток базы транзистора $VT2$.

Повысить $K_{\text{ст}}$ можно и за счет увеличения сопротивления резистора $R4$, что способствует также уменьшению $R_{\text{вых}}$. Однако это сопротивление нельзя выбирать очень большим, так как оно ограничивает базовый ток регулирующего транзистора, а это может привести к тому, что при больших токах нагрузки I_n регулирующий транзистор $VT1$ войдет в режим насыщения, потеряет регулирующие свойства и нарушит нормальную работу стабилизатора.

Для исключения такой ситуации необходимо до минимума уменьшить долю базового тока регулирующего транзистора в общем токе, протекающем через резистор $R4$. Наиболее целесообразно это осуществлять за счет использования в качестве регулирующего элемента составных транзисторов. Составные транзисторы позволяют уменьшить ток базы I_{B1} , в результате чего можно увеличить сопротивление резистора $R4$, а следовательно, увеличить коэффициент стабилизации $K_{\text{ст}}$.

В качестве схем сравнения и УПТ таких стабилизаторов могут использоваться схемы на одном транзисторе, дифференциальные схемы и схемы на операционных усилителях [5].

Стабилизаторы напряжения параллельного типа. Структурная схема такого стабилизатора показана на рис. 6.27. Как и стабилизатор последовательного типа, данный стабилизатор также представляет собой делитель напряжения, одно плечо которого образует балластный резистор $R6$, а другое — регулирующий элемент. Входное напряжение U_n подается на делитель напряжения, а нагрузка включается параллельно РЭ. Особенностью параллельной схемы является неизменный входной ток при постоянном входном напряжении

$$I_{\text{вх}} = I_{\text{РЭ}} + I_n + I_y.$$

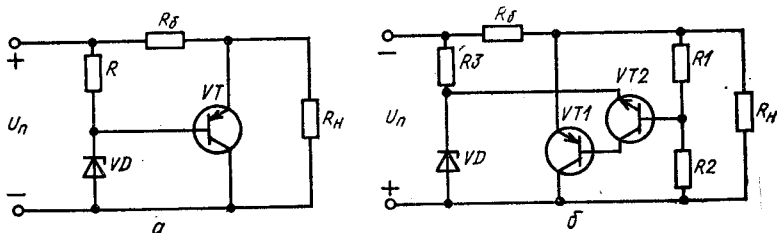


Рис. 6.28

Это связано с тем, что в режиме, близком к холостому ходу, для сохранения неизменного напряжения U_n через РЭ должен протекать ток, равный току нагрузки. Поэтому стабилизаторы параллельного типа имеют довольно низкий к. п. д. 0,3...0,4.

Работа стабилизатора напряжения параллельного типа по сути аналогична рассмотренной выше схеме последовательного типа. Например, при повышении U_n растет напряжение U_n , что фиксируется измерительным элементом И и передается на вход элемента сравнения ЭС. На выходе этого элемента будет действовать сигнал $U_{ЭС} = U_n k_d - U_{оп}$. Этот сигнал усиливается и передается на вход РЭ с таким знаком, чтобы скомпенсировать вызвавшее его изменение входного напряжения. Под действием управляющего напряжения U_y увеличивается ток через РЭ $I_{РЭ}$, в результате чего возрастает падение напряжения на балластном резисторе $R_δ$, а выходное напряжение уменьшается. Процесс окончательно установится при достижении (с некоторой точностью) напряжением U_n своего номинального значения.

Простейший стабилизатор параллельного типа показан на рис. 6.28, а. Он работает следующим образом. Нестабилизованное напряжение U_n подается на выход через балластный резистор $R_δ$. Выходное напряжение U_n сравнивается с напряжением опорного стабилитрона $U_{оп}$, разностное напряжение $U_{ЭБ}$ прикладывается между базой и эмиттером транзистора VT . Если напряжение на нагрузке увеличилось, тогда напряжение $U_{ЭБ}$ возрастает, так как $U_{ЭБ} = U_n - U_{оп}$, что приведет к увеличению эмиттерного тока транзистора VT . Это, в свою очередь, вызовет такое увеличение падения напряжения на $R_δ$, что выходное напряжение практически не изменится. Выходное напряжение в рассматриваемом стабилизаторе равно сумме напряжений $U_{оп}$ и $U_{ЭБ}$. Поскольку $U_{ЭБ}$ у транзисторов всегда мало (0,3...0,5 В), выходное напряжение U_n практически равно опорному и не зависит от напряжения питания U_n , т. е. $U_n = U_{оп} + U_{ЭБ} \approx U_{оп}$.

Приращение тока нагрузки I_n вызывает такое же уменьшение эмиттерного тока $I_э$, т. е. $|\Delta I_n| = |\Delta I_э| = h_{21э} I_B$. Изменяющийся базовый ток I_B протекает через стабилитрон VD , поэтому минимальные и максимальные токи I_B не должны выходить за паспортные значения минимально и максимально допустимых токов стабилизации стабилитрона VD . Так как при максимальной нагрузке базовый ток может быть близким к нулю, то режим стабилитрона задается обычно с помощью

резистора R , который создает дополнительную цепь для протекания тока стабилитрона.

Минимальный базовый ток будет при минимальной нагрузке, так как в этом случае через транзистор проходит ток $I_{\text{Э}}$, равный номинальному значению $I_{\text{н}}$. Если при этом ток слишком велик и недопустим для стабилитрона, следует применить составной транзистор.

Коэффициент стабилизации схемы и ее выходное сопротивление равны:

$$K_{\text{ст}} \approx \frac{R_6 U_{\text{н}}}{\frac{r_{\text{ст}} + h_{11\text{Э}}}{h_{21\text{Э}}} U_{\text{п}}};$$

$$R_{\text{вых}} \approx \frac{r_{\text{ст}} + h_{11\text{Э}}}{h_{21\text{Э}}}.$$

Коэффициент полезного действия равен:

$$\eta = \frac{U_{\text{н}} I_{\text{н}}}{U_{\text{п}} (I_{\text{н}} + I_{\text{Э}})}.$$

Из этих формул следует, что $K_{\text{ст}}$ и $R_{\text{вых}}$ параллельного эмиттерного повторителя соответственно уменьшаются и увеличиваются с уменьшением тока РЭ, т. е. с ростом тока нагрузки.

Как и в схеме последовательного КСН, в схеме параллельного стабилизатора улучшения характеристик можно добиться применением усилителя в цепи обратной связи (рис. 6.28, б). Пусть в этой схеме появился скачок входного напряжения $\Delta U_{\text{п}}$. Это в первый момент приведет к увеличению выходного напряжения на $\Delta U_{\text{н}}$ и нагрузочного тока на $\Delta I_{\text{н}}$. При этом напряжение на базе транзистора $VT2$ изменится по отношению к опорному напряжению на эмиттере этого же транзистора на величину $k_{\text{д}} \Delta U_{\text{н}}$. Если коэффициент усиления УПТ на транзисторе $VT2$ равен $K_{\text{у}}$, то на базу регулирующего транзистора поступит сигнал $k_{\text{д}} \Delta U_{\text{н}} K_{\text{у}}$. Этот сигнал вызовет увеличение тока эмиттера на величину $\Delta I_{\text{Э}}$, в результате чего создается дополнительное падение напряжения на балластном резисторе R_6 , а напряжение $U_{\text{н}}$ уменьшится почти до номинального значения. Очевидно, что чем больше $K_{\text{у}}$, тем меньше в установившемся режиме отклонение $U_{\text{н}}$ от номинального значения. Следовательно, повышение $K_{\text{у}}$ УПТ приведет к увеличению коэффициента стабилизации и уменьшению выходного сопротивления стабилизатора.

Коэффициент стабилизации и выходное сопротивление параллельных КСН с УПТ в цепи ОС равны:

$$K_{\text{ст}} \approx \frac{k_{\text{д}} K_{\text{у}} h_{21\text{Э}1} R_6}{r_{\text{вых}} + h_{11\text{Э}1}} \frac{U_{\text{н}}}{U_{\text{п}}};$$

$$R_{\text{вых}} \approx \frac{r_{\text{Э}1} + (r_{\text{вых}} + r_{\text{Б}1}) / h_{21\text{Э}1}}{k_{\text{д}} K_{\text{у}}},$$

где $r_{\text{вых}} = r_{\text{К}2} / h_{21\text{Э}2}$ — выходное сопротивление УПТ.

Как и в последовательных, в параллельных КСН в качестве схем сравнения и УПТ применяют дифференциальные и операционные усилители.

Сравним основные характеристики стабилизаторов непрерывного действия последовательного и параллельного типов.

КСН последовательного типа имеют большие к. п. д., коэффициент стабилизации и экономичны в режиме холостого хода, что и определяет их широкое распространение. Существенным их недостатком является низкая надежность при перегрузках и в режиме короткого замыкания, что объясняется тем, что РЭ последовательно соединен с нагрузкой и при коротком замыкании выходит из строя в течение нескольких миллисекунд из-за теплового или электрического пробоя. Такие стабилизаторы, как правило, снабжаются схемами защиты от перегрузок, что приводит к их усложнению и удорожанию.

Важнейшим преимуществом стабилизаторов параллельного типа является высокая надежность при перегрузках и коротких замыканиях на выходе. В таких стабилизаторах при перегрузке или коротком замыкании напряжение на РЭ и ток через него резко уменьшаются, поэтому нет необходимости в защитных элементах. Стабилизирующие же качества у стабилизаторов последовательного и параллельного типов примерно одинаковы.

Основным недостатком КСН параллельного типа является относительно низкий к.п.д., особенно при работе с малыми токами нагрузки, что ограничивает их область применения.

Схемы защиты стабилизаторов от перегрузок. Перегрузки стабилизаторов имеют место при переходных процессах и в аварийных режимах и могут привести к выходу из строя транзисторов, в первую очередь регулирующих. Транзисторы при этом могут быть перегружены по току, напряжению и мощности.

Перегрузки могут быть кратковременными и длительными. Кратковременные перегрузки наступают при подключении и отключении стабилизатора от питающей сети или нагрузки, а также при случайном, быстро прекращающемся коротком замыкании на выходе стабилизатора. Длительные перегрузки чаще всего являются следствием короткого замыкания на выходе стабилизатора и реже при его холостом ходе.

Токовые перегрузки, возникающие во время переходных процессов, как правило, не опасны для силовых транзисторов, так как они имеют большую перегрузочную способность к кратковременным перегрузкам.

Значительно опаснее могут быть перегрузки по напряжению, если $U_{п} > U_{К доп}$. Поскольку обычно на выходе стабилизатора для улучшения его динамических качеств установлен емкостной фильтр, то в момент включения $U_{н} = 0$ и к транзистору приложено все напряжение $U_{п}$. А так как транзисторы очень чувствительны к перегрузкам по напряжению, то они могут выйти из строя за доли микросекунды.

При коротком замыкании через транзистор РЭ протекает большой ток, что приводит к перегреву транзистора.

В то же время для потребителя опасным может быть повысившееся выходное напряжение стабилизатора, например, из-за короткого

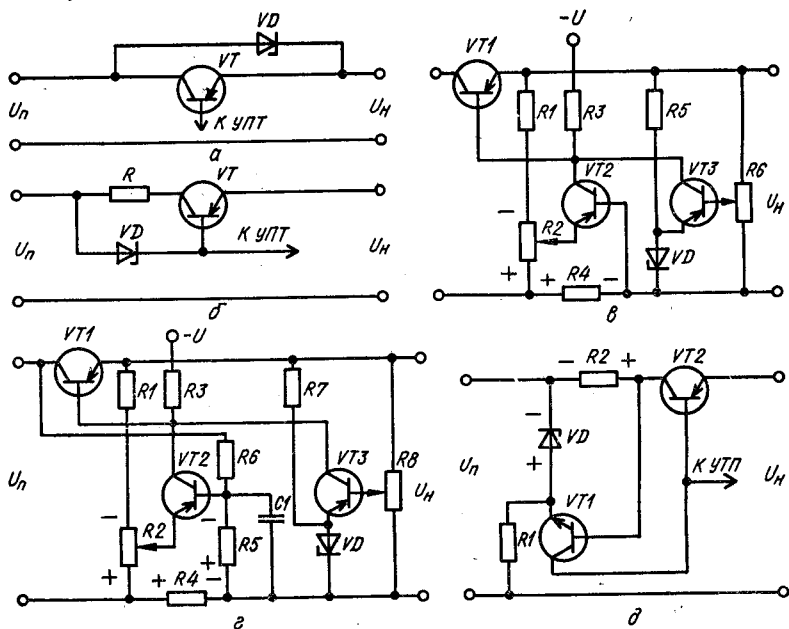


Рис. 6.29

замыкания РЭ, скачкообразного увеличения входного напряжения или уменьшения тока нагрузки. Поэтому в стабилизаторах необходимо защищать транзисторы РЭ от перегрузок по току, напряжению и мощности, а потребитель — от превышения выходного напряжения.

Несмотря на большое количество разнообразных схем защиты, основные принципы их построения можно проиллюстрировать схемами, представленными на рис. 6.29 [2, 5].

Схемы рис. 6.29, а и б используются для защиты транзистора от перегрузки по напряжению. Напряжение на участке коллектор — эмиттер в схеме рис. 6.29, а не может быть больше рабочего напряжения стабилитрона VD , которое выбирается с запасом по отношению к $U_{K доп}$. Во время включения стабилизатора при всплеске напряжения на транзисторе VT стабилитрон VD откроется и через него кратковременно пройдет большой ток заряда конденсатора фильтра, который в силу его малой длительности не выводит из строя стабилитрон. Иногда последовательно со стабилитроном включают небольшое сопротивление для уменьшения тока через стабилитрон. Так как при коротком замыкании нагрузки большой ток протекает и через транзистор, и через стабилитрон, то следует применять мощные стабилитроны, например типа Д815—Д817.

В схеме рис. 6.29, б стабилитрон включен в базовую цепь РЭ. Это позволяет применять маломощные стабилитроны. При повышении напряжения на участке коллектор — база стабилитрон пробивается и ограничивает величину $U_{КБ}$ (напомним, что напряжение $U_{КЭ}$ отличается от $U_{КБ}$ примерно на 1 В).

Для ограничения коллекторного тока транзистора применяется схема рис. 6.29, в. В обычную схему стабилизатора напряжения добавлены транзистор $VT2$, делитель напряжения $R1, R2$ и резистор $R4$. Разность напряжений $U_{R4} - U_{R2}$ выбрана так, чтобы при номинальном токе нагрузки транзистор $VT2$ был заперт и не влиял на работу стабилизатора напряжения. При токовой перегрузке значение U_{R4} повышается настолько, что $VT2$ открывается и при этом уменьшается отрицательное смещение на базе $VT1$, его сопротивление растет и ток I_n падает. С ростом I_n $VT2$ переходит в режим насыщения, полностью выключает управление $VT1$ от делителя $R6$ и транзистора $VT3$ и транзистор $VT1$ управляется сигналом, снимаемым с $R4$. Если перегрузка снимается, то исчезает причина, отпирающая транзистор $VT2$, и схема автоматически возвращается в режим стабилизации напряжения.

Для защиты транзистора от перегрузок по мощности используют либо быстродействующие плавкие предохранители, либо схемы электронной защиты, которые в аварийном режиме переводят транзистор в режим отсечки, если $U_n < U_{K доп}$, или в режим насыщения, если транзистор может выдержать ток короткого замыкания $I_{кз}$. Схема перевода $VT1$ в режим отсечки приведена на рис. 6.29, г. Она отличается от схемы на рис. 6.24, в дополнительным отпирающим напряжением смещения $U_{см}$, образованным делителем $R5, R6$, питающимся от входного напряжения или от отдельного источника. Значение результирующего напряжения $U_{см} + U_{R4} - U_{R2}$ выбрано таким, чтобы при номинальном токе транзистор $VT2$ был закрыт и не влиял на работу стабилизатора. Схема работает при росте I_n так же, как и схема, приведенная на рис. 6.29, в, но здесь можно получить полное запирающее $VT1$. В схеме же на рис. 6.29, в ток I_n не может упасть до нуля, так как при $I_n = 0$ $U_n = 0$, а значит, оба напряжения $U_{R2} = 0$ и $U_{R4} = 0$. В схеме на рис. 6.29, г при $U_n = 0$ и $I_n = 0$ транзистор $VT2$ будет открыт за счет смещения $U_{см}$, а $VT1$ будет находиться в режиме отсечки ($I_K = 0$, $U_K = U_n$ и $P_K = U_K I_K = 0$).

Если снять перегрузку, то $VT1$ не откроется, так как остался открытым транзистор $VT2$. Поэтому в этой схеме необходимо на короткое время отключить стабилизатор от входного напряжения, а затем снова подключить. При этом конденсатор $C1$ обеспечит появление напряжения $U_{см}$ после того, как включится стабилизатор и появится ток I_n .

Схема стабилизатора, в которой с ростом I_n транзистор $VT1$ переходит в режим насыщения, приведена на рис. 6.29, д. В нормальном режиме в этой схеме транзистор $VT1$ заперт, так как падение напряжения U_{R2} на резисторе $R2$ меньше напряжения стабилизации стабилитрона и не влияет на работу $VT2$. В режиме перегрузки U_{R2} увеличивается и транзистор $VT1$ открывается, формируя цепь для базового тока $VT2$, транзистор $VT2$ входит в насыщение, напряжение на нем, а значит, и рассеиваемая мощность, становятся малы. Возврат схемы в исходное состояние происходит автоматически при уменьшении тока I_n . Эту схему целесообразно применять в сочетании с релейными схемами защиты [5], так как при длительных больших токовых перегруз-

ках транзистор перегревается из-за конечной величины падения напряжения на открытом транзисторе.

Интегральные стабилизаторы напряжения. Большая потребность в стабилизаторах постоянного напряжения, значительное место, занимаемое ими в объеме современной радиоэлектронной аппаратуры, а также возможность типизации их основных узлов привели к разработке и широкому внедрению интегральных микросхем стабилизаторов напряжения с непрерывным регулированием, выполненных на основе полупроводниковой планарной технологии с использованием диэлектрической изоляции в кристалле кремния *n*-проводимости (серия К142ЕН). В эту серию вошли стабилизаторы следующих типов: с регулируемым выходным напряжением (К142ЕН1 — К142ЕН4); с фиксированным выходным напряжением (К142ЕН5); с двухполярным входным и выходным напряжениями (К142ЕН6), применяемые для питания ОУ.

Интегральные стабилизаторы серии К142 изготавливаются на токи 0,15...3 А и напряжения 3...30 В при мощности до 30 Вт (с внешним радиатором, позволяющим рассеивать мощность до 10 Вт). Схемы К142ЕН1,2 предназначены для работы без радиатора и позволяют рассеивать не более 0,8 Вт. Они имеют следующие основные показатели: коэффициент стабилизации по напряжению $K_{ст} = 40...200$; выходное сопротивление $R_{вых} = 0,1...0,2$ Ом; входное напряжение 9...40 В в зависимости от выходного; фиксированное выходное напряжение $5 В \pm 1 \%$ и $6 В \pm 1 \%$.

В интегральных стабилизаторах напряжения (ИСН) непрерывного действия регулирующий элемент встроен в микросхему. Схема К142ЕН1,2 допускает подключение внешних (навесных) повышающих мощность проходных транзисторов, а также раздельное питание этих транзисторов и собственно микросхемы.

Кроме основного назначения (стабилизации напряжения) ИСН могут выполнять также другие функции: сглаживающего фильтра, защиту от электрических и тепловых перегрузок, стабилизацию тока, пороговых устройств и т. п.

ИСН с регулируемым выходным напряжением. В этих микросхемах отсутствуют делитель напряжения и элементы частотной коррекции, которые необходимо подключать с внешней стороны на печатной плате. В этот класс ИСН входят маломощные микросхемы К142ЕН1,2 и стабилизаторы средней мощности К142ЕН3,4. Микросхемы К142ЕН1 отличаются от К142ЕН2 только уровнем максимально допустимого входного напряжения и, как следствие, пределами установки выходного напряжения. Микросхемы типа К142ЕН3 отличаются от К142ЕН4 только минимальным падением напряжения на регулирующем транзисторе.

Типовая схема включения ИСН типов К142ЕН1,2 при малых токах нагрузки приведена на рис. 6.30, а.

Делитель выходного напряжения R_4 , R_5 выбирается из условия, чтобы через него протекал ток не менее 1,5 мА. Регулировка выходного напряжения осуществляется потенциометром R_4 . Для исключения влияния соединительных проводов на динамические параметры ста-

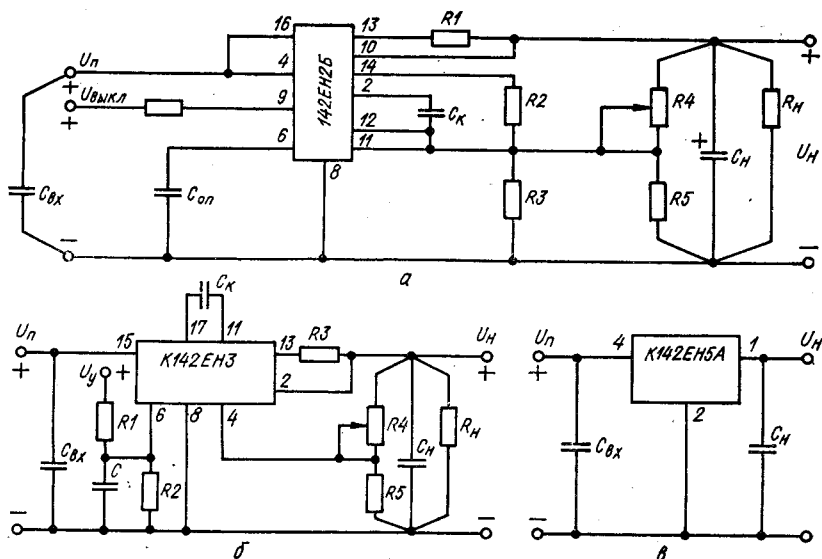


Рис. 6.30

билизатора при импульсном изменении тока нагрузки резисторы делителя подключаются непосредственно к нагрузке. Конденсатор C_H повышает устойчивость стабилизатора и снижает уровень пульсаций выходного напряжения. Конденсатор C_K ($\approx 0,1$ мкФ) способствует уменьшению шумов на выходе стабилизатора и повышает устойчивость. Конденсатор $C_{оп}$ шунтирует выход опорного напряжения от наводок и помех со стороны других элементов источника электропитания в условиях печатного монтажа.

Входной конденсатор $C_{вх}$ может принадлежать сглаживающему фильтру выпрямителя, если он располагается в непосредственной близости от стабилизатора. Если же они разнесены в пространстве, то на входных зажимах микросхемы следует установить дополнительные конденсаторы $C_{вх}$, которые исключают влияние помех со стороны входа стабилизатора.

Узел защиты ИСН от перегрузки по току и от короткого замыкания состоит из датчика тока $R1$ и делителя $R2, R3$, определяющих режим работы стабилизатора. При этом ток через делитель выбирается равным $I_d = 0,3$ А, а $R2 = 2$ кОм. Сопротивление резистора $R3$ в килоомах определяется по формуле

$$R3 = (U_H + U_{БЭ})/I_d = (U_H + 0,7)/0,3.$$

Напряжение датчика тока $R1$ запирает стабилизатор только при токе $I_H \geq I_{кз}$, при этом ток $I_{кз}$ выбирается из условия

$$I_{кз} \approx 2,2I_H \leq I_{н\max},$$

а сопротивление резистора

$$R1 = U_{БЭ}/I_{кз} = 0,7/I_{кз}.$$

Величину сопротивления резистора $R1$ выбирают минимально возможной, так как оно увеличивает выходное сопротивление стабилизатора. При этом следует учитывать, что с уменьшением $R1$ растет ток $I_{кз}$, который для ИСН К142ЕН1,2 не должен превышать 150 мА.

Интегральные стабилизаторы типов К142ЕН3, К142ЕН4 имеют более сложную схему и обеспечивают более высокую стабильность выходного напряжения и ток нагрузки ИСН до 1 А.

Типовая схема включения этих ИСН приведена на рис. 6.30, б. Назначение элементов: $R1$ — ограничительный резистор включения микросхем внешним сигналом; $R2$ — ограничительный резистор для регулирования порога срабатывания тепловой защиты; $R3$ — датчик сигнала защиты микросхемы от перегрузки по току и короткого замыкания в нагрузке; C_k — корректирующий конденсатор (совместно с выходным конденсатором C_n он обеспечивает устойчивую работу ИСН, обычно $C_k = 0,01$ мкФ); C — конденсатор, блокирующий вход микросхемы по цепи дистанционного выключения от наводок и помех со стороны монтажа.

ИСН с фиксированным выходным напряжением (К142ЕН5А,Б). Они являются усовершенствованием ИСН с регулируемым выходом и отличаются тем, что могут использоваться без внешних элементов, масса и объем которых превышают саму микросхему. Микросхемы стабилизаторов этого типа содержат встроенную защиту от перегрузки по току и тепловую защиту от максимально допустимой температуры кристалла (175 °С), что существенно повышает надежность ИСН.

Типовая схема включения ИСН с фиксированным выходом приведена на рис. 6.30, в. Выходной конденсатор ($C_n \geq 2,2$ мкФ), как и в любом стабилизаторе напряжения, обеспечивает устойчивость при импульсном изменении тока нагрузки и снижает уровень пульсации. Входной конденсатор ($C_{вх} \geq 0,33$ мкФ) устраняет генерации при скачкообразном включении входного напряжения, возникающие из-за влияния паразитных индуктивности и емкости соединительных проводов, которые образуют контур ударного возбуждения. Кроме того, этот конденсатор обеспечивает аperiодический вывод стабилизатора на режим при его включении.

Двухполярные стабилизаторы. К этому типу стабилизаторов относятся схемы, у которых плюс и минус выходного напряжения поступают в нагрузку относительно общей (нулевой или корпусной) шины. Такие стабилизаторы в основном применяются для питания операционных усилителей. Они могут быть построены из двух стабилизаторов однополярного напряжения или на базе одной микросхемы К142ЕН6.

В схемах первого типа выходное напряжение одного стабилизатора используется в качестве опорного напряжения второго стабилизатора, что позволяет обеспечить при воздействии различных дестабилизирующих факторов изменение выходных напряжений $U_{н1}$, $U_{н2}$ одного знака и почти равной величины, что имеет существенное значение при питании ОУ.

Схема двухполярного стабилизатора, управление которым выполнено на ИСН типа К142ЕН2, приведена на рис. 6.31. В ней в качестве РЭ использованы транзисторы $VT2$ и $VT3$ различной структуры.

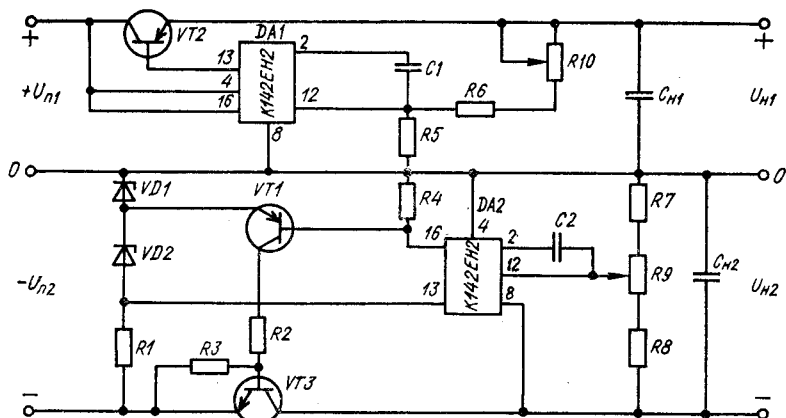


Рис. 6.31

Основным стабилизатором является отрицательный; его напряжение устанавливается резистором $R9$. Для регулировки положительного напряжения используется резистор $R10$.

Микросхема K142ЕН6 имеет подобную структуру, но выполнена в одном корпусе. ИСН этого типа имеет выходное напряжение ± 15 В с возможностью регулировки внешним потенциометром от ± 5 В до ± 25 В; максимальный ток нагрузки 0,2 А; максимальное выходное напряжение 40 В; коэффициенты стабилизации по напряжению 0,005 % и току 0,02 % при сбросе тока до нуля; ТКН не хуже 0,01 %/°С.

Импульсные стабилизаторы напряжения. В компенсационных стабилизаторах непрерывного действия РЭ работает в активном режиме как управляемое сопротивление, на котором непрерывно выделяется мощность. А так как изменение величины этого сопротивления должны скомпенсировать изменения всех дестабилизирующих факторов (в первую очередь входного сопротивления и тока нагрузки), то падение напряжения на РЭ (запас на регулирование) должно достигать значительной величины (до 25...45 % от U_n), что приводит к низкому к. п. д. (до 50 %). В импульсных компенсационных стабилизаторах РЭ работает в ключевом режиме, т. е. либо полностью открыт, либо полностью заперт, причем и в том и в другом состоянии потери мощности в нем минимальны. Это позволяет получить к. п. д. в импульсных стабилизаторах до 92...98 %. Особенно заметны преимущества импульсных методов для стабилизации низкого напряжения ($U_n = 1...10$ В) при сравнительно высоком входном напряжении.

В импульсных стабилизаторах РЭ преобразует (модулирует) входное постоянное напряжение U_n в серию последовательных импульсов определенной длительности и частоты, а сглаживающий фильтр демодулирует их опять в постоянное напряжение U_n . При изменении входного напряжения U_n или тока нагрузки I_n в импульсном стабилизаторе с помощью цепи обратной связи длительность импульсов изменяется таким образом, что выходное напряжение U_n остается с определенной степенью точности стабильным.

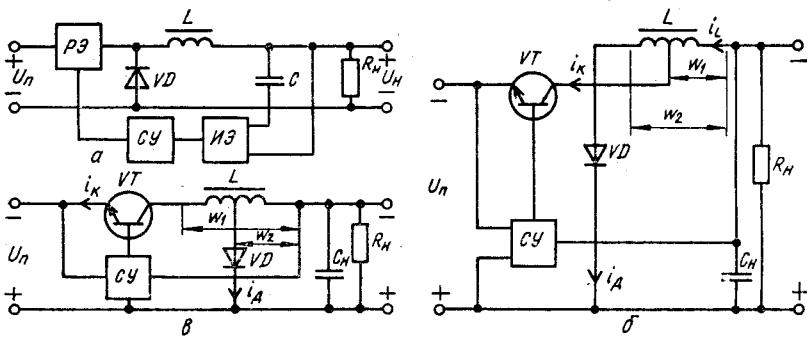


Рис. 6.32

В зависимости от способа управления регулирующим элементом импульсные стабилизаторы могут выполняться с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), частотно-импульсной модуляцией (ЧИМ) или релейного типа. В ШИМ стабилизаторах в процессе работы при постоянной частоте изменяется длительность открытого состояния РЭ; в стабилизаторах с ЧИМ изменяется частота коммутаций при неизменной длительности открытого состояния РЭ; в релейных стабилизаторах в процессе регулирования выходное напряжение колеблется относительно некоторого порогового значения, при этом под действием дестабилизирующих факторов изменяются и частота и длительность работы РЭ.

Импульсные стабилизаторы с ШИМ обеспечивают высокий к. п. д. и оптимальную частоту преобразования независимо от изменений входного напряжения и тока нагрузки; частота пульсаций на нагрузке неизменна, что имеет существенное значение для ряда потребителей электроэнергии. Кроме того, легко осуществляется синхронизация работы группы стабилизаторов и потребителей.

Стабилизаторы с ЧИМ отличаются сложностью регулирования частоты в широких пределах, особенно при больших колебаниях напряжения питания и тока нагрузки, и невозможностью синхронизации их работы с потребителем и между собой. Последний недостаток относится также к релейным стабилизаторам, которые, кроме того, характеризуются сравнительно большой пульсацией напряжения на нагрузке (в стабилизаторах с ШИМ и ЧИМ пульсации выходного напряжения принципиально может быть равна нулю, что невозможно в релейных стабилизаторах по принципу их работы). Поэтому стабилизаторы с ШИМ получили преимущественное распространение. По способу соединения РЭ с нагрузкой импульсные стабилизаторы делятся на три разновидности: последовательные (понижающего типа), параллельные (повышающего типа) и параллельные инвертирующие.

Импульсный последовательный стабилизатор (понижающего типа) (рис. 6.32, а). В нем РЭ и дроссель фильтра L включены последовательно с нагрузкой R_n . При открытом РЭ в течение времени t_n энергия от входного источника U_n передается в нагрузку через дроссель L , в котором накапливается избыточная энергия. При закрытом транзи-

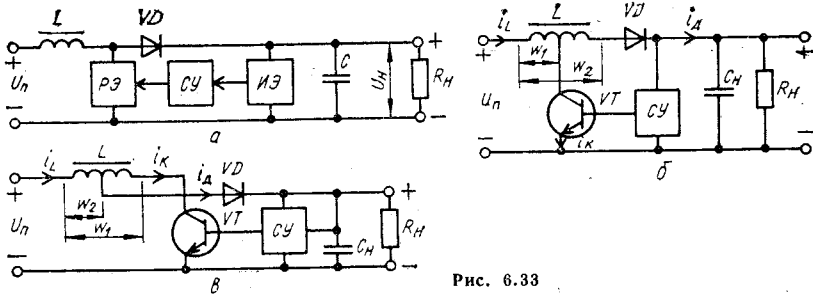


Рис. 6.33

стороне в течение времени паузы t_n накопленная в дросселе энергия через рекуперационный диод VD передается в нагрузку. Наличие конденсатора в этой схеме не является принципиально необходимым, однако при его отсутствии для получения малой пульсации выходного напряжения требуется большая индуктивность дросселя.

Для более полного использования по напряжению регулирующего транзистора, применяемого в качестве РЭ, или ограничения напряжения на нем применяются дроссели с отводами (рис. 6.32, б и в). Коэффициент трансформации $n_T = \omega_2/\omega_1$, для схемы на рис. 6.32, б меньше единицы, а для схемы на рис. 6.32, в — больше. В схеме стабилизатора этого типа выходное напряжение всегда меньше входного.

Импульсный параллельный стабилизатор (повышающего типа) (рис. 6.33, а). В нем РЭ подключен параллельно нагрузке. Диод VD блокирует нагрузку R_n и конденсатор фильтра C от регулирующего элемента РЭ. Когда регулирующий транзистор открыт, ток источника питания U_n протекает через дроссель L , запасая в нем энергию. Диод VD при этом заперт, не давая конденсатору C разрядиться через открытый транзистор. В следующий момент, когда регулирующий транзистор закрыт, э. д. с. самоиндукции дросселя суммируется с входным напряжением и энергия дросселя отдается в нагрузку. При этом выходное напряжение оказывается больше входного. В отличие от предыдущей схемы здесь дроссель не является элементом фильтра, а выходное напряжение становится больше входного на величину, определяемую индуктивностью дросселя L и скважностью работы регулирующего транзистора.

Схема управления стабилизатором СУ построена таким образом, чтобы при повышении, например, входного напряжения U_n длительность t_n открытого состояния транзистора уменьшалась на такую величину, что выходное напряжение U_n остается неизменным.

Схемы силовых каскадов для этого типа стабилизатора показаны для $n_T < 1$ (рис. 6.33, б) и $n_T > 1$ (рис. 6.33, в).

Импульсный параллельный инвертирующий стабилизатор (рис. 6.34). В этом стабилизаторе, в отличие от предыдущей схемы, параллельно нагрузке подключен дроссель L , а регулирующий элемент соединен с нагрузкой последовательно. Блокирующий диод отделяет конденсатор фильтра C от регулирующего элемента. При открытом РЭ ток протекает только через индуктивность, запасая в ней

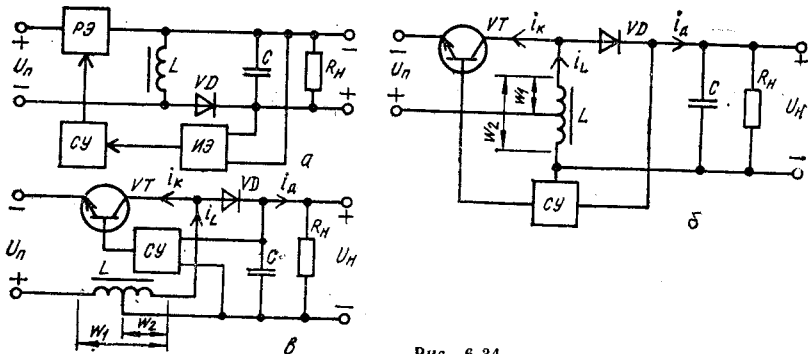


Рис. 6.34

энергию. Диод VD при этом заперт, отсекая источник $U_{п}$ от нагрузки. При закрытом $PЭ$ диод VD открывается и ток индуктивности протекает через нагрузку.

Таким образом, напряжение на выходе имеет обратную полярность по отношению ко входному, причем значение этого напряжения в зависимости от относительной длительности открытого состояния регулирующего транзистора и схемы силовой части может быть как больше (рис. 6.34, б), так и меньше (рис. 6.34, в) напряжения $U_{п}$. Накопление энергии в L и C , а также передача ее от этих элементов и источника питания в нагрузку происходят так, как и в схемах на рис. 6.32.

Из рассмотренных схем наибольшее применение находит последовательный импульсный понижающий стабилизатор, в котором сглаживание пульсации осуществляется VD -, LC -фильтром. В стабилизаторах повышающего типа и инвертирующем стабилизаторе дроссель L не участвует в сглаживании пульсации выходного постоянного напряжения. В этих схемах сглаживание пульсации достигается только за счет увеличения емкости конденсатора C , что приводит к увеличению массы и габаритов фильтра.

Так как процессы, происходящие во всех трех схемах, аналогичны, рассмотрим их для всех схем при допущениях, что активные потери во всех элементах силовой части (транзистор, диод, дроссель, конденсатор) равны нулю; насыщение дросселя отсутствует; пульсации напряжения на нагрузке и время переключения транзисторов пренебрежимо малы; коэффициент трансформации $n_{т} = 1$. Это позволяет записать:

1. Потребляемая мощность равна мощности нагрузки, т. е.

$$P_{п} = U_{п} I_{ср} = U_{н} I_{н},$$

откуда коэффициент передачи по напряжению (току)

$$K_U = U_{н}/U_{п} = I_{ср}/I_{н},$$

где $I_{ср}$ — среднее значение тока, потребляемого от источника;

2. Среднее за период напряжение на дросселе равно нулю;

3. Средний за период ток конденсатора равен нулю.

Соотношение токов и напряжений в цепях стабилизаторов:

$$i_{VD} = i_{L2}; \quad i_L = i_C + I_H; \quad i_K = i_{L1};$$

$$U_{L1} = U_H - U_H; \quad U_{L2} = U_H; \quad U_{KЭ \max} = U_H,$$

где i_K — коллекторный ток транзистора.

Ток дросселя в зависимости от L может быть как непрерывным, так и прерывистым, но в схемах стабилизаторов используется только режим непрерывных токов, обеспечивающий максимальный к. п. д. В этом режиме $U_{L1}k_3 = U_{L2}(1 - k_3)$, где k_3 — коэффициент заполнения импульса, U_{L1} и U_{L2} — напряжения, приложенные к дросселю на этапах накопления и расходования энергии соответственно. Отсюда коэффициент передачи по напряжению

$$K_U = U_H/U_H = k_3.$$

Следовательно, варьируя k_3 от $k_{3 \min}$ до $k_{3 \max}$, получим диапазон регулирования выходного напряжения от $U_{H \min}$ до $U_{H \max}$.

Индуктивность дросселя должна быть такова, чтобы за время паузы ток в нем не падал до нуля. В граничном режиме $\Delta I_L = 2I_{Lcp}$. При линейном характере тока дросселя справедливо $U_{L2}t_{\pi} = \Delta I_L L$, поэтому получим минимальную индуктивность, при которой еще не наступает обрыв тока дросселя

$$L_{\min} \geq R_H T_{\pi} (1 - k_3)/2.$$

В наиболее тяжелом режиме, когда $t_{\pi} \rightarrow 0$, $L_{\min} \rightarrow R_H T_{\pi}/2$.

Фактически надо стремиться выбрать такую индуктивность, чтобы приращение тока дросселя не превышало $\Delta I_L \approx (0,5 \dots 0,1) I_H$ при $k_3 = 0,1 \dots 0,2$, тогда

$$L_{\min} \approx U_H (1 - k_3) T_{\pi} / \Delta I_L.$$

Таким образом, для выбора транзистора отправными параметрами будут: $I_{K \text{ ср}} = I_H$; $I_{K \text{ max}} = I_{H \text{ max}} + \Delta I_L$; $U_{KЭ \text{ max}} = U_H$.

Для выбора диодов: $I_{VD \text{ max}} = I_{H \text{ max}}$; $U_{обр} = U_H$.

ИНВЕРТОРЫ И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ**7.1. Общие сведения**

Инверторы — это устройства, преобразующие постоянный ток в переменный. Они делятся на автономные инверторы и инверторы, ведомые сетью.

В инверторе, ведомым сетью, потребителем является сеть переменного тока, в которой величина напряжения, его частота и форма заданы другими источниками электроэнергии (генераторами), работающими на ту же сеть. Эта же сеть определяет порядок работы инвертора.

Инверторы, ведомые сетью, применяются в вентильном электроприводе постоянного тока для рекуперативного торможения и реверсирования напряжения, в вентильном электроприводе переменного тока с асинхронным или синхронным двигателем, в агрегатах бесперебойного питания, в линиях электропередачи постоянного тока.

Автономный инвертор (АИ) выступает источником электропитания и выдает на автономную нагрузку переменное напряжение с постоянной или регулируемой частотой.

По числу фаз выходного напряжения АИ подразделяются на однофазные и трехфазные и реализуются по мостовой, полумостовой схеме и схемам со средней точкой.

По способу управления АИ делятся на инверторы с самовозбуждением и с внешним возбуждением. В АИ с самовозбуждением управляющие сигналы формируются из выходного напряжения инвертора. Частота выходного напряжения определяется параметрами нагрузки.

В инверторах с независимым возбуждением сигналы управления формируются внешним генератором, который и задает частоту выходного напряжения.

В зависимости от характера протекания электромагнитных процессов автономные инверторы подразделяются на три типа: инверторы тока (АИТ); резонансные инверторы (АИР), инверторы напряжения (АИН).

Для инверторов тока характерно то, что при переключении тиристоров формируется ток прямоугольной формы, а форма и фаза выходного напряжения зависят только от параметров нагрузки.

Резонансные инверторы обеспечивают близкие к синусоидальным кривые напряжения и тока в нагрузке, плавное нарастание и спад тока через вентили и малые коммутационные потери мощности.

Инверторы напряжения формируют на нагрузке напряжение прямоугольной формы, а форма и фазовый сдвиг тока определяются ха-

рактором нагрузки. Инверторы напряжения могут работать в режиме холостого хода, обладают сравнительно жесткой внешней характеристикой.

Преобразователем частоты называется устройство, преобразующее переменный ток одной частоты в переменный ток другой частоты. Если такой преобразователь частоты осуществляет преобразование частоты при однократном преобразовании электроэнергии, то он называется непосредственным.

Непосредственные преобразователи частоты находят применение в подвижном транспорте, питающемся от контактной сети переменного тока, в электроприводе с электродвигателями переменного тока, в автономных объектах (самолетах, судах, на колесном транспорте) для получения стабилизированного по частоте и амплитуде выходного напряжения, в установках для перемешивания жидкого металла, в преобразователях числа фаз питающей сети, в компенсаторах реактивной мощности.

Если преобразователь частоты осуществляет сначала выпрямление переменного тока, а потом инвертирование постоянного тока, то такой преобразователь частоты называется двухзвенным.

При числе преобразований электроэнергии больше двух преобразователь частоты называется многозвенным.

Автономный инвертор является частным случаем преобразователя частоты, который преобразовывает ток нулевой частоты в переменный ток.

Основные области практического применения двухзвенных преобразователей частоты:

- 1) питание потребителей переменного тока в устройствах, где единственным источником энергии является аккумуляторная батарея (например, бортовые источники питания);
- 2) электроснабжение установок гарантированного питания при аварии в основной сети переменного тока (электросвязь, собственные нужды электростанций, реакторные установки);
- 3) регулируемый электропривод переменного тока с наиболее экономичным частотным управлением;
- 4) электротранспорт, питающийся от контактной сети постоянного или переменного напряжения, где в качестве приводного двигателя желательно иметь простые, дешевые и надежные асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором;
- 5) преобразователи постоянного напряжения, преобразующие постоянный ток одного уровня в постоянный ток другого уровня;
- 6) источники прямого преобразования энергии, в которых вырабатывается постоянный ток относительно низкого напряжения (термо- и фотоэлектрические генераторы, топливные элементы, МГД-генераторы); для использования этой энергии требуется преобразовать постоянный ток в переменный определенного уровня и частоты;
- 7) питание различных технологических установок, использующих нестандартную частоту (электротермия, ультразвуковая обработка, электромагнитное перемешивание и транспортировка жидких металлов и др.).

7.2. Автономные инверторы

На рис. 7.1, а, б приведена принципиальная схема однофазного мостового инвертора тока и временные диаграммы токов и напряжений. Инвертор состоит из четырех тиристоров $VS1 - VS4$, конденсатора C , включенного параллельно нагрузке, дросселя L . Будем считать, что $L \approx \infty$, благодаря чему входной ток идеально сглажен, а токи через тиристоры имеют прямоугольную форму. Конденсатор C обеспечивает коммутацию тиристоров и компенсацию реактивной мощности нагрузки (в общем случае нагрузка может иметь активно-индуктивный характер).

Система управления формирует управляющие импульсы, которые подаются одновременно сначала на один тиристор анодной группы (например, $VS1$) и один катодной группы ($VS4$), а через полпериода на тиристоры $VS2$ и $VS3$.

При отпирании тиристоров $VS1$ и $VS4$ ток i_d , равный в течение полупериода выходной частоты току $i_{\text{вых}}$, распределяется между нагрузкой (i_n) и конденсатором (i_c). Ток i_c заряжает конденсатор с полярностью, указанной на рисунке без скобок. Через полпериода рабочей частоты СУ включает тиристоры $VS2$ и $VS3$. На

короткое время все четыре тиристора оказываются открытыми, и конденсатор разряжается по трем направлениям: 1) через тиристоры $VS1$ и $VS3$; 2) через тиристоры $VS2$ и $VS4$; 3) через нагрузку. Через источник постоянного напряжения конденсатор разряжаться не может, так как этому препятствует дроссель L . Разрядные токи конденсатора уменьшают рабочие токи тиристоров $VS1$ и $VS4$ до нуля, и они практически мгновенно закрываются, а входной ток i_d переключается на тиристоры $VS2$ и $VS3$. Для того чтобы скорость нарастания тока в тиристорах, которые отпираются, не превышала допустимой величины, в анодные цепи тиристоров на практике ставят дроссели, ограничивающие величину di_a/dt .

После спада анодных токов тиристоров $VS1$ и $VS4$ до нуля к ним в течение времени $t_{\text{выкл}}$ прикладывается обратное напряжение, равное напряжению на коммутирующем конденсаторе C . Конденсатор C после запираания тири-

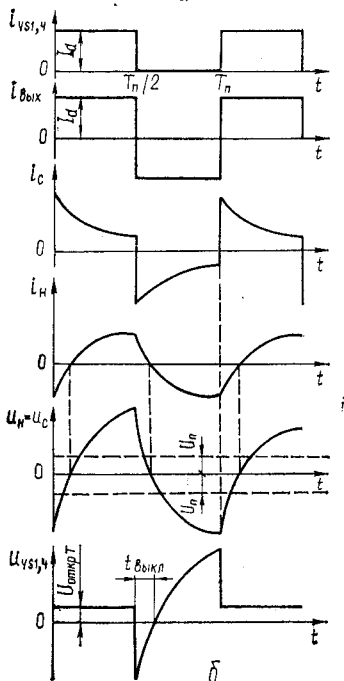
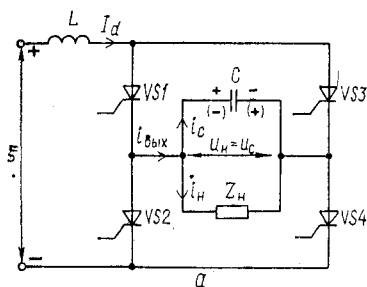


Рис. 7.1

сторов $VS1$ и $VS4$ перезаряжается от источника питания через открытые тиристоры $VS2$ и $VS3$ (полярность напряжения перезаряженного конденсатора указана в скобках). Энергия коммутирующего конденсатора должна быть достаточной, чтобы в процессе перезаряда обратное напряжение на выключаемых тиристорах падало достаточно медленно, обеспечивая восстановление запирающих свойств тиристоров. Иными словами, ток тиристоров $i_{VS} = i_d$ должен опережать напряжение на нагрузке ($U_C = U_n$) на угол $\beta = \omega_n t_{\text{выкл}}$ так, чтобы $t_{\text{выкл}}^{\text{н}} \geq t_{\text{выкл.т}}$ было не меньше времени выключения тиристоров ($t_{\text{выкл.т}}$), т. е. $t_{\text{выкл}}^{\text{н}} \geq t_{\text{выкл.т}}$, где ω_n — угловая выходная частота инвертора. В этом случае с восстановлением положительного напряжения на анодах тиристоров $VS1$ и $VS4$ последние останутся запертыми вплоть до прихода очередных отпирающих импульсов, в противном случае тиристоры $VS1$ и $VS4$ снова откроются и наступит срыв инвертирования.

Как было указано выше, разряд конденсатора осуществляется также через нагрузку. При этом часть энергии конденсатора переходит в энергию индуктивности контура, а другая часть рассеивается в его активных сопротивлениях. При отпирании тиристоров $VS1$ и $VS4$ процесс повторяется.

Напряжение на нагрузке инвертора повторяет по форме напряжение на конденсаторе ($u_n = u_C$) и зависит от величины и характера нагрузки. При холостом ходе инвертора весь ток протекает только через конденсатор, поэтому кривая напряжения $u_n = u_C$ имеет треугольную форму, так как $du_C/dt = i_d/C = \text{const}$. Напряжение на конденсаторе возрастает по линейному закону и его амплитуда может во много раз превышать напряжение U_n , что может привести к выводу из строя тиристоров инвертора. Сдвиг между i_C и U_n (β) приближается к 90° .

С ростом тока нагрузки амплитуда напряжения на конденсаторе и нагрузке падает, так как при этом уменьшается зарядный и увеличивается разрядный ток конденсатора, что приводит к уменьшению угла опережения β . При достижении тока нагрузки значения, при котором угол опережения β становится меньше допустимого, происходит срыв инвертирования. Это объясняется снижением коммутационной способности конденсатора вследствие уменьшения запасенной в нем энергии. Так как для нормальной работы выходной ток инвертора $i_{\text{вых}}$ должен опережать напряжение u_n , то это означает, что инвертор тока может работать только на общую емкостную нагрузку.

Время, предоставляемое тиристорам для его запираения при работе на активную нагрузку, определяется из выражения

$$t_{\text{выкл}} = CR_n \ln \frac{2}{1 + e^{-\frac{1}{2R_n C}}}$$

При работе инвертора на активно-индуктивную нагрузку коммутирующий конденсатор выполняет также роль компенсирующей емкости, которая обеспечивает общую емкостную реакцию нагрузки. Поэтому его величину выбирают из условия компенсации реактивной мощности нагрузки и обеспечения устойчивой коммутации тока.

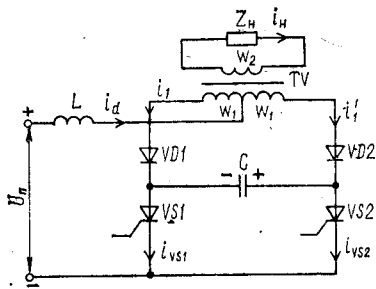


Рис. 7.2

Для уменьшения емкости коммутирующего конденсатора в схему можно ввести отсекающие диоды, которые на время отключают коммутирующий конденсатор от нагрузки. На рис. 7.2 представлена схема однофазного средней точкой параллельного инвертора тока с отсекающими диодами ($VD1$ и $VD2$). При работе инвертора с активно-индуктивной нагрузкой, когда зарядный ток конденсатора $i_C = C (du_C/dt) = i_1$ в течение полупериода

переходит через нуль, что соответствует его частичному разряду, отсекающие диоды отключают конденсатор от нагрузки. При этом заряд конденсатора прекращается раньше чем заканчивается полупериод и напряжение на конденсаторе остается постоянным, так как диоды $VD1$ и $VD2$ препятствуют разряду конденсатора на нагрузку. При низких частотах конденсатор отключается отсекающими диодами на большую часть полупериода, что позволяет уменьшить величину емкости коммутирующего конденсатора по сравнению со схемой без отсекающих диодов. Наличие отсекающих диодов приводит к повышению напряжения на нагрузке по сравнению с напряжением обычного инвертора, а следовательно, и к изменению кривой напряжения на тиристорах (U_{VS}), что, в свою очередь, приводит к увеличению времени $t_{\text{выкл}}$.

Трехфазный параллельный инвертор тока может быть выполнен по схеме без отсекающих диодов (рис. 7.3, а) и с отсекающими диодами (рис 7.3, б). Инвертор без отсекающих диодов состоит из анодной ($VS1$, $VS3$, $VS5$) и катодной ($VS2$, $VS4$, $VS6$) групп тиристоров, коммутирующих конденсаторов ($C1$, $C2$, $C3$), дросселя с большой индуктивностью (L) и системы управления тиристорами (на рисунке не показана). Каждый тиристор схемы открыт $1/3$ часть периода, как и в трехфазном мостовом управляемом выпрямителе. Например, тиристор анодной группы $VS1$ $1/6$ часть периода работает в паре с тиристором катодной группы $VS4$ и $1/6$ часть периода — с тиристором $VS6$. На управляющий электрод каждого тиристора в течение периода поступает либо два коротких импульса с интервалом 60° между ними, либо один импульс длительностью более 60° . Этим обеспечивается одновременная работа одного тиристора анодной и одного тиристора катодной групп. Конденсаторы $C1 \dots C3$ осуществляют коммутацию тиристоров. Включаться в схеме конденсаторы могут треугольником (рис. 7.3, а) или звездой. Конденсаторы должны быть рассчитаны на компенсацию реактивной мощности нагрузки и обеспечения необходимого угла опережения β . В инверторах, приведенных на рис. 7.3, а, б, осуществляется межвентильная коммутация, т. е. запираение работающего тиристора происходит при отпирании следующего по порядку работы тиристора этой же группы, но другой фазы.

Рассмотрим коммутацию тиристора $VS1$. При открытом состоянии тиристоров $VS1$ и $VS4$ конденсатор $C1$ заряжается с указанной на рис. 7.3, а полярностью. При отпирании тиристора $VS3$ происходит

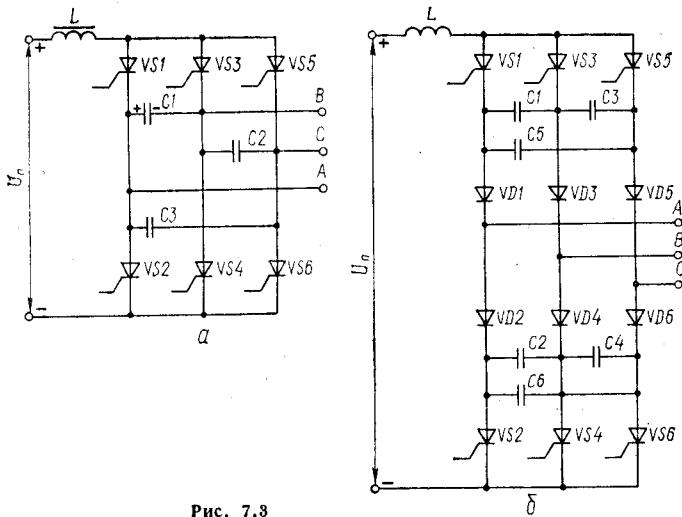


Рис. 7.3

разряд конденсатора $C1$ через ранее открытый тиристор $VS1$ и $VS3$. Разрядный ток конденсатора $C1$ протекает навстречу анодному току тиристора $VS1$, который в момент равенства этих токов практически мгновенно запирается. К тиристору $VS1$ прикладывается обратное напряжение, равное напряжению на конденсаторе $C1$, и он восстанавливает свои запирающие свойства. Аналогичным образом осуществляется коммутация в катодной группе тиристоров.

Резонансные инверторы разделяются на инверторы с открытым и закрытым входами. На рис. 7.4 приведена схема однофазного резонансного последовательного инвертора с открытым входом (инвертор питается от источника э. д. с.). Принцип работы схемы заключается в следующем. При отпирании тиристоров $VS1$ и $VS2$ коммутирующий конденсатор C заряжается от источника постоянного напряжения U_n (индуктивность дросселя в резонансном инверторе имеет значительно меньшую величину, чем в инверторе тока). Параметры элементов схемы выбираются таким образом, чтобы заряд конденсатора происходил по колебательному закону и ток тиристоров спадал к нулю раньше момента отпирания следующей пары тиристоров.

Различают три режима работы последовательного инвертора: естественный, граничный и принудительный. В режиме естественной коммутации тиристоров ток отпертого тиристора спадает до нуля раньше, чем отпирается следующий по порядку работы тиристор (собственная круговая частота инвертора ω_0 в этом режиме выше выходной частоты ω_n). В граничном режиме ток отпертого тиристора спадает до нуля в момент отпирания следующего по порядку работы

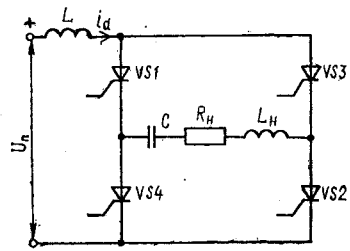


Рис. 7.4

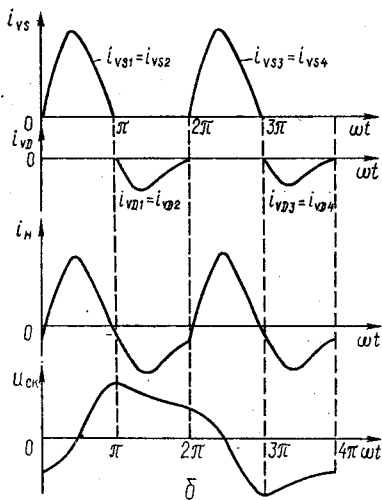
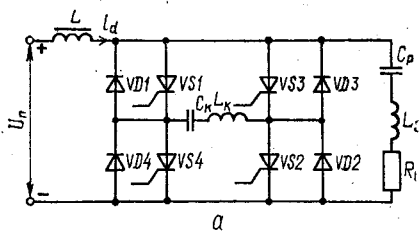


Рис. 7.5

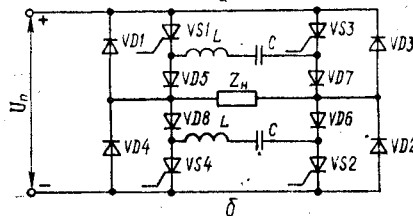
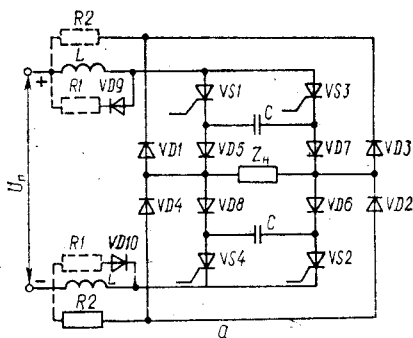


Рис. 7.6

тиристора ($\omega_0 = \omega_n$). При принудительной коммутации тиристоров ток отпертого тиристора в момент коммутации отличен от нуля ($\omega_0 < \omega_n$). В этой схеме ток от источника питания потребляется в течение обоих полупериодов и является одновременно током нагрузки. Выходная частота равняется частоте управления.

На рис. 7.5, а приведена схема мостового резонансного инвертора с закрытым входом, в одну диагональ моста которого включена через разделительный конденсатор C_p и защитный дроссель L_s нагрузка R_n , а в другую диагональ включен колебательный контур $C_k L_k$. При $L = \infty$ входной ток инвертора $i_d = \text{const}$ и напряжение на конденсаторе C_p равно напряжению источника питания U_n . При отпирании тиристоров $VS1$ и $VS2$ происходит заряд коммутирующего конденсатора C_k по цепи $C_p - VS1 - C_k - L_k - VS2 - R_n - L_s - C_p$ (рис. 7.5, б). Как только напряжение на конденсаторе станет больше напряжения источника питания и ток через тиристоры $VS1$ и $VS2$ спадет до нуля (параметры элементов инвертора подобраны таким образом, что процесс носит колебательный характер), последние запираются. При этом отпираются обратные диоды $VD1$, $VD2$ и коммутирующий конденсатор C_k разряжается на нагрузку до тех пор, пока напряжение u_{Ck} не станет меньше напряжения U_n . В течение времени, когда ток проводят диоды $VD1$ и $VD2$, тиристоры $VS1$ и $VS2$ восстанавли-

ливают свои запирающие свойства. В момент $\omega t = 2\pi$ отпираются тиристоры $VS3$, $VS4$ и процесс повторяется. Из временных диаграмм (рис. 7.5, б) видно, что в течение одного цикла работы вентилей инвертора ток нагрузки имеет два полных периода, т. е. в схеме происходит удвоение частоты. Благодаря разделительному конденсатору C_p , не пропускающему постоянную составляющую, ток нагрузки i_n имеет форму, близкую к синусоидальной, хотя токи тиристоров и обратных диодов не равны между собой ($I_{cpVS} > I_{cpVD}$ на величину входного тока инвертора i_d). Разделительный конденсатор C_p в процессе работы схемы непрерывно заряжается постоянным током и периодически разряжается током, протекающим через тиристоры, что приводит к циркуляции тока на этом интервале между реактивными элементами внутри вентильной ячейки, минуя нагрузку, и снижает мощность инвертора. Это объясняется тем, что в момент отпирания тиристоров $VS1$ и $VS2$ к суммарной индуктивности $L_\Sigma = L_k + L_3$ прикладывается напряжение, равное $u_L(t=0) = U_n + U_{C0} + i_d R_n$, которое распределяется между L_k и L_3 пропорционально их величинам.

Если при этом $(L_k/L_\Sigma) < (U_{C0}/U_n)$, то напряжение на дросселе L_k , направленное встречно напряжению на C_k , оказывается меньше и в течение некоторого промежутка времени при отпирании тиристоров $VS1$ и $VS2$ конденсатор C_k разряжается через обратные диоды $VD3$ и $VD4$ на дроссель L_k , минуя нагрузку. На повышенных частотах амплитуда этого тока и его di/dt может оказаться выше допустимой величины.

Чтобы избежать циркуляционного тока, коэффициент распределения индуктивности $k_L = L_k/L_\Sigma$ должен быть не ниже критического значения $k_{Lкр}$.

Если $C_p \gg C_k$, то реактивная мощность C_k в четыре-пять раз превышает мощность нагрузки. Поэтому на практике для заметного снижения реактивной мощности выбирают $C_p \approx (3...5) C_k$. При этом конденсатор C_p выполняет роль не только разделительного, но и коммутационного, полная коммутационная емкость равна $(C_k C_p / C_k + C_p)$. В этом случае время проводимости тиристоров оказывается больше времени проводимости обратных диодов.

Основными преимуществами данного инвертора являются: работоспособность при изменении сопротивления нагрузки в широких пределах от холостого хода до короткого замыкания; малая зависимость узла запираения и напряжения на тиристорах от сопротивления нагрузки; удвоение выходной частоты.

Обратное напряжение на тиристорах на интервале восстановления управляемости близко к нулю (равно падению напряжения на открытом диоде), что является недостатком рассмотренного инвертора.

Инверторы напряжения могут быть реализованы как на транзисторных, так и тиристорных ключах. На транзисторах и полностью управляемых тиристорах строятся инверторы мощностью не более 1 кВт. Для получения большей мощности в инверторах используются обычные тиристоры с коммутационными узлами. В зависимости от структуры коммутационного узла тиристорные автономные инверторы напряжения делятся на несколько групп: с индивидуальной коммута-

цией; с пофазной коммутацией; с групповой коммутацией; с общей коммутацией; с межвектильной коммутацией; с междуфазной коммутацией. Автономные тиристорные инверторы напряжения могут быть как с одноступенчатой, так и с двухступенчатой коммутацией.

На рис. 7.6 приведены схемы однофазных тиристорных инверторов напряжения с межвектильной коммутацией и отсекающими диодами. Коммутация тока тиристоров в данных инверторах осуществляется так же, как и в инверторе тока.

Напряжение на коммутирующих конденсаторах инвертора (рис. 7.6, а) примерно равно напряжению источника питания $U_{\text{п}}$. В этой схеме коммутирующий конденсатор подключен параллельно нагрузке только в момент его перезаряда. При высоких частотах (свыше 400 Гц) влияние отсекающих диодов ($VD5 \dots VD8$) уменьшается, так как время перезаряда конденсаторов становится соизмеримым с периодом переменного напряжения на выходе инвертора. Кроме того, при окончании коммутации тока коммутирующий дроссель L оказывается закороченным через вентили. Например, при переводе тока с тиристоров $VS1$ и $VS2$ на тиристоры $VS3$ и $VS4$ коммутирующие индуктивности будут закорочены: верхняя индуктивность закорачивается через вентили $VS3$, $VD7$, $VD3$, а нижняя — через $VS4$, $VD4$, $VD8$.

С увеличением рабочей частоты инвертора возрастает скорость накопления электромагнитной энергии в индуктивностях, что приводит к увеличению потерь, а следовательно, и уменьшению к. п. д. инвертора. Улучшить работу инвертора можно за счет введения в схему цепей, предотвращающих накопление электромагнитной энергии в индуктивности. Такие цепи показаны на рис. 7.6, а пунктиром (резисторы $R1$, $R2$ и вентили $VD9$, $VD10$).

Увеличить к. п. д. инвертора напряжения с отсекающими диодами можно, если коммутирующую индуктивность L включить последовательно с конденсатором C (рис. 7.6, б). В этом случае электромагнитная энергия в индуктивности не накапливается, так как через индуктивность протекает переменный ток. Однако в такой схеме наблюдаются большие скорости нарастания напряжения на тиристорах и повышение напряжения на коммутирующих конденсаторах, а значит, и на тиристорах, с ростом тока нагрузки.

В инверторе с пофазной двухступенчатой коммутацией (рис. 7.7) коммутирующие дроссели вынесены из силовой цепи в цепь конденсатора. Коммутационные процессы рассмотрим, например, для вентилей фазы C . Предположим, что ток нагрузки протекает через тиристор $VS5$ и коммутирующий конденсатор C заряжен с полярностью, указанной на рисунке без скобок. Для запираания рабочего тиристора $VS5$ отпирается коммутирующий тиристор $VS11$. Так как последовательно с конденсатором включен дроссель L , то ток нагрузки, имеющий в этот момент времени значение $I_{\text{н0}}$, не мгновенно переходит в цепь $VS11 - L - C$, а по мере вытеснения тока из тиристора $VS5$. Как только ток коммутирующего контура станет равен току через рабочий тиристор $VS5$, последний запирается и отпирается обратный диод $VD5$. При этом $i_c > I_{\text{н0}}$ и напряжение на тиристоре $VS5$ равно нулю

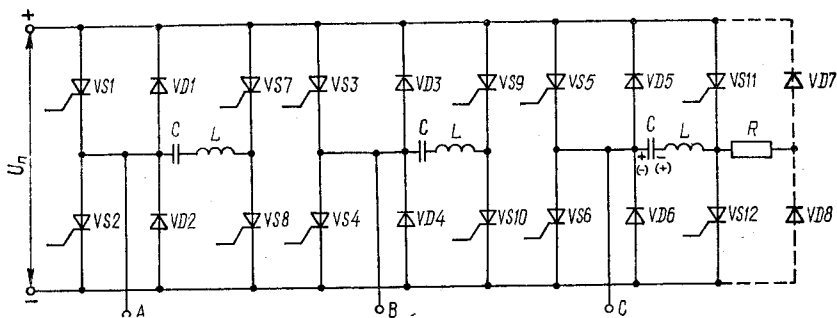


Рис. 7.7

(в реальных схемах к тиристорам приложено небольшое отрицательное напряжение, равное падению напряжения на обратном диоде). Конденсатор перезаряжается током i_C , часть которого, равная I_{H0} , протекает по цепи $C - Z_H - VS2 (VS4) - U_n - VS11 - L - C$, а остальная часть $(i_C - I_{H0})$ замыкается через обратный диод $VD5$. Таким образом, напряжение на нагрузке сохраняет свою величину и полярность, так как Z_H через обратный диод $VD5$ и тиристор $VS2 (VS4)$ подключено к источнику питания U_n . При $i_C = I_{H0}$ обратный диод $VD5$ запирается и конденсатор заряжается постоянным током I_{H0} по цепи $VS11 - L - C - Z_H - VS2 (VS4) - U_n - VS11$. При $u_C = U_n$ отпирается обратный диод $VD6$ и энергия, запасенная в дросселе, отдается в конденсатор. При этом продолжается заряд конденсатора по контуру $L - C - VD6 - U_n - VS11 - L$ до тех пор, пока $i_C = i_L \geq 0$.

С момента запирающего тиристора $VS5$ и до момента запирающего обратного диода $VD5$ напряжение на тиристоре $VS1$ равно нулю. За это время тиристор восстанавливает свои запирающие свойства.

В рассматриваемой схеме при увеличении тока нагрузки увеличивается напряжение на конденсаторе. Для ограничения амплитуды колебания напряжения на конденсаторе могут быть использованы диодно-резисторные цепи сброса избыточной энергии из контура коммутации (на рисунке показаны пунктирной линией). После окончания процесса коммутации, связанного с запирающим, например тиристора $VS5$, коммутирующий конденсатор C , заряженный до напряжения, превышающего напряжение U_n , разряжается по цепи $C - L - R - VD7 - VD6 - C$ до напряжения U_n . Разрядный резистор R придает разряду конденсатора аperiodический характер, что необходимо для того, чтобы конденсатор не разрядился до напряжения, меньшего U_n .

Для установления начального напряжения на конденсаторе при пуске инвертора и обеспечения работоспособности его на холостом ходу (когда отсутствует та часть необходимой для коммутации энергии, которая определяется током нагрузки) применяют цепи заряда и подзаряда конденсатора от источника питания. Контур заряда и подзаряда создаются накрест лежащими рабочими ($VS5, VS6$) и зарядными ($VS11, VS12$) тиристорами. Резистор R обеспечивает аperiodический характер процесса заряда и подзаряда, что позволяет поддерживать

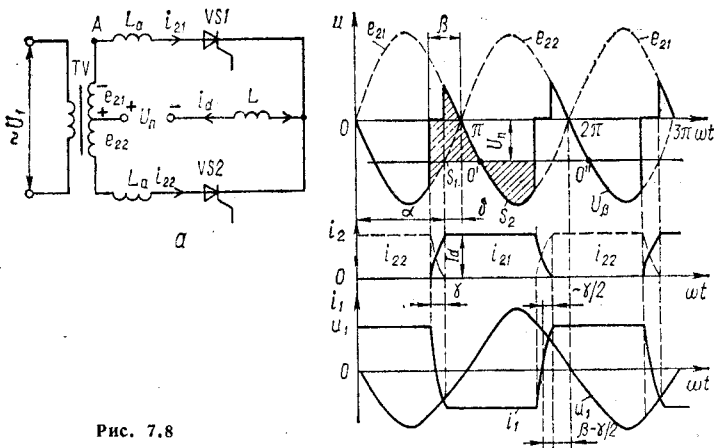


Рис. 7.8

напряжение на конденсаторе перед коммутацией неизменным и равным U_n во всех режимах работы инвертора.

Основные преимущества схемы инвертора с дросселем в цепи конденсатора: а) небольшая установленная мощность коммутирующих дросселей, так как они вынесены из силовой цепи; б) прямые напряжения на рабочих тиристорах незначительно превышают напряжение источника питания; в) отсутствие короткозамкнутых контуров; г) плавное нарастание тока в коммутирующих и спад тока в силовых тиристорах.

Недостатками схемы являются: а) малая перегрузочная способность; б) близкое к нулю обратное напряжение на рабочих тиристорах на интервале восстановления запирающих свойств, что приводит к увеличению их реального времени восстановления в 2...5 раз (для получения отрицательного напряжения на рабочем тиристоре на интервале его восстановления в цепь обратных диодов можно включить дроссель); в) высокая скорость нарастания прямого напряжения после запираания тириستоров.

7.3. Инверторы, ведомые сетью

Принцип работы инвертора, ведомого сетью, можно рассмотреть на примере двухфазного инвертора со средней точкой (рис. 7.8, а). Он содержит источник постоянного инвертирующего напряжения U_n , выходной трансформатор TV , первичная обмотка которого подключена к сети переменного тока, создающего на вторичных обмотках э. д. с. e_{21} и e_{22} , тиристоры $VS1$ и $VS2$ и рабочий L и ограничивающие L_a дроссели. По отношению к U_n тиристоры включены в проводящем направлении, а напряжение на вторичных обмотках TV периодически меняет знак, в одну часть периода сети складываясь с U_n , а в другую — вычитаясь из него.

Энергия передается от инвертора в сеть переменного тока тогда,

когда направление инвертированного тока i_a и переменного напряжения e_2 противоположны, т. е. когда e_2 и U_n встречны. Процесс инвертирования возможен только тогда, если $e_2 > U_n$, т. е. для инвертирования необходимо отпирать тиристор до момента $0'$ ($0''$) (рис. 7.8, б), когда суммарное напряжение на аноде тиристора $VS1$ ($VS2$) ($e_{21} + U_n$ или $e_{22} + U_n$) будет больше нуля. Продолжительность работы тиристора, например $VS1$, после точки $0'$ определяется временем, в течение которого рассеивается энергия, накопленная в дросселе L . Величина накопленной энергии пропорциональна площади $S1$, а рассеянной — $S2$. Поэтому прерывание тока в цепи инвертора определяется моментом, когда при заданном угле управления обе площади $S1$ и $S2$ становятся равными друг другу.

Выбор участков рабочего напряжения, при которых обеспечивается поочередный пропуск тока тиристорами $VS1$ и $VS2$ в пределах каждого из полупериодов переменного напряжения, достигается выбором момента включения тиристорov. При подаче импульса управления на тиристор $VS1$ незадолго до того, как напряжение в точке A становится отрицательным, этот тиристор отпирается и пропускает ток преимущественно при отрицательном напряжении в точке A .

Встречное направление отрицательного напряжения e_{21} по отношению к анодному току i_{21} свидетельствует о приеме данной обмоткой мощности от источника постоянного тока. Эта мощность в процессе трансформации тока передается через вторичную и первичную обмотки трансформатора в сеть однофазного тока. Такая же передача мощности происходит в следующий полупериод через другую обмотку, когда через нее и тиристор $VS2$ протекает ток.

Переход (коммутация) тока с тиристора $VS1$ на тиристор $VS2$ происходит так же, как и при выпрямительном режиме, в течение короткого промежутка времени, называемого углом коммутации γ .

Роль тиристорov при инвертировании тока сводится к роли переключателей, попеременно замыкающих цепь источника постоянного тока на одну из вторичных обмоток, а именно на ту, которая обеспечивает в данную часть периода наиболее отрицательное напряжение. Для того чтобы имела место естественная коммутация тока, характеризующаяся переходом тока от одного тиристора к другому, отпирание очередного тиристора должно происходить с некоторым опережением против начала отрицательного полупериода. Это опережение в угловом изменении носит название угла опережения β .

Угол опережения должен быть достаточен не только для того, чтобы могла совершиться естественная коммутация токов тиристорov (угол γ), но и для того, чтобы после коммутации тока до появления положительного напряжения оставался достаточный по величине угол δ , в течение которого закончивший свою работу тиристор успел бы восстановить свои запирающие свойства.

Если послекоммутационный угол δ меньше, чем требуется для восстановления запирающих свойств тиристора, то с появлением положительного напряжения на аноде закончившего работу тиристора, он вновь отпирается и ток продолжает уже протекать при положительном полупериоде переменного напряжения, что приводит к опрокидыванию

инвертора. Из этого следует, что для стабильной работы инвертора угол δ должен быть больше некоторой критической величины $\delta_{кр} = \omega t_{\text{выкл.т.}}$.

Таким образом, для нормальной работы инвертора необходимо, чтобы имело место соотношение

$$\beta \geq \gamma + \omega t_{\text{выкл.т.}}$$

или

$$\beta - \gamma = \delta \geq \omega t_{\text{выкл.т.}}$$

Соотношение между токами и напряжениями для инвертора, ведомого сетью, можно получить из соотношений для аналогичной схемы управляемого выпрямителя, в которые вместо α подставлено значение $(\pi - \beta)$.

Выражение для расчета тока инвертора имеет вид

$$i_d = \frac{\sqrt{2} E_2}{Z_a} \sin \frac{\pi}{m_2} [\cos(\beta - \gamma) - \cos \beta],$$

где E_2 — амплитудное значение напряжения на вторичной обмотке трансформатора; m_2 — коэффициент, характеризующий схему инвертора; Z_a — полное сопротивление контура.

Среднее значение входного напряжения инвертора (собственная или внутренняя противо-э. д. с.) является суммой напряжений холостого хода и приращения напряжения в период коммутации

$$U_\beta = U_{\beta 0} + \Delta U_\kappa.$$

Напряжение холостого хода (внутренняя противо-э. д. с. при $\Delta U_\kappa = 0$) определяется выражением

$$U_{\beta 0} = \frac{\sqrt{2} m_2 E_2}{\pi} \sin \frac{\pi}{m_2} \cos \beta. \quad (7.1)$$

Приращение напряжения, обусловленное коммутацией, равно:

$$\Delta U_\kappa = \frac{\sqrt{2} m_2 E_2}{\pi} \sin \frac{\pi}{m_2} \left[\frac{\cos(\beta - \gamma) \cos \beta}{2} \right]$$

или в функции входного тока:

$$\Delta U_\kappa = \frac{m_2 Z_a}{2\pi} i_d. \quad (7.2)$$

Из выражений (7.1) и (7.2) получаем выражение для входной характеристики инвертора

$$U_n = U_\beta = \sqrt{2} E_2 \frac{m_2}{\pi} \sin \frac{\pi}{m_2} \cos \beta + \frac{m_2 Z_a}{2\pi} i_d = U_{\beta 0} + \frac{m_2 Z_a}{2\pi} i_d. \quad (7.3)$$

Если учитывать активные потери в цепи постоянного тока и падение напряжения на тиристорах $U_{\text{отк.т.}}$, то входная характеристика инвертора, ведомого сетью, будет описываться уравнением

$$U_\beta = U_{\beta 0} + \Delta U_\kappa + U_{\text{отк.т.}} + i_d \Sigma R.$$

Из выражения (7.2) видно, что в отличие от внешней характеристики выпрямителя, где второе слагаемое определяет ее спад с ростом то-

ка у инвертора, второе слагаемое определяет подъем входной характеристики. Повышение входного напряжения U_β с ростом входного тока i_d объясняется добавлением коммутационной площадки к синусоидальному выходному напряжению холостого хода.

Из описания работы инвертора следует, что мощность, отдаваемая инвертором в сеть, может регулироваться тремя способами:

1) изменением угла опережения β при постоянном входном напряжении U_n , при этом с увеличением β уменьшается внутренняя противо-э. д. с. инвертора $U_{\beta 0}$, растет ток i_d и увеличивается мощность, потребляемая от источника питания;

2) изменением напряжения источника питания U_n при неизменном угле опережения β ;

3) изменением напряжения переменного тока, подводимого от сети с помощью отпаек трансформатора TV .

Так как внутренняя противо-э. д. с. инвертора $U_{\beta 0}$ пропорциональна э. д. с. сети, то при уменьшении э. д. с. сети падает $U_{\beta 0}$, растут входной ток инвертора и передаваемая им мощность.

При всех способах регулирования угол $\delta \geq \delta_{кр}$. Верхнее ограничение входных характеристик определяется величинами токов, при которых послекоммутационный угол δ при заданном угле β становится равным $\delta_{кр}$, т. е. равен углу, достаточному для надежного восстановления запирающих свойств тиристоров.

Характерными особенностями инверторов, ведомых сетью и режимов их работы являются:

а) инвертор может быть построен только на тиристорах, так как большую часть нерабочего интервала к ним приложено положительное напряжение; б) угол отпирания α должен превышать 90° ; в) полярность напряжения на стороне постоянного тока противоположна полярности выпрямителей; г) во всем диапазоне изменения тока нагрузки и входного напряжения должно выполняться условие $\beta > \gamma + \delta_{кр}$.

Инвертор, ведомый сетью, может быть выполнен и по трехфазным схемам. Трехфазные инверторы рассчитываются по выражениям (7.1) — (7.3), в которых соответственно подставляются для схемы со средней точкой $m_2 = 3$, а для мостовой схемы $m_2 = 6$. Угол опережения отсчитывается от точки естественного включения тиристоров.

7.4. Непосредственные преобразователи частоты

Непосредственные преобразователи частоты (НПЧ) подразделяются на: а) преобразователи частоты с непосредственной связью и естественной коммутацией тока тиристоров (НПЧ с ЕК); б) преобразователи частоты с непосредственной связью и искусственной коммутацией тока тиристоров (НПЧ с ИК).

НПЧ с ЕК предназначены для преобразования m_1 — фазного напряжения сети u_1 частоты f_1 в m_2 — фазное выходное напряжение u_2 пониженной частоты $f_2 < f_1$. В НПЧ с ЕК кривая выходного напряжения формируется из отрезков кривых напряжения питающей сети при циклическом подключении нагрузки в течение определенного

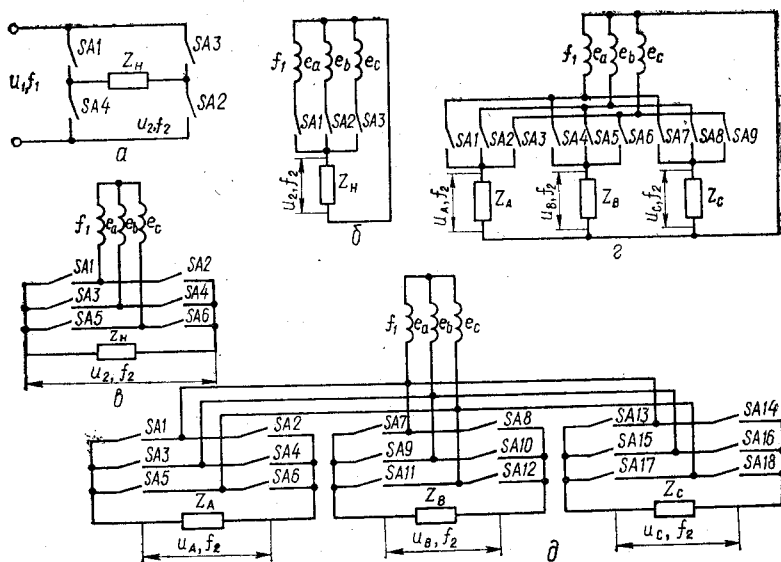


Рис. 7.9

времени к различным фазам питающей сети. В зависимости от числа фаз питающей сети и нагрузки НПЧ подразделяются на: однофазно-однофазные ($m_1 = 1, m_2 = 1$, рис. 7.9, а), трехфазно-однофазные ($m_1 = 3, m_2 = 1$, рис. 7.9, б, в); трехфазно-трехфазные ($m_1 = 3, m_2 = 3$, рис. 7.9, г, д) и т. д. Если $m_2 = 1$, то силовая схема НПЧ с ЕК аналогична силовой схеме реверсивного преобразователя постоянного напряжения той же фазности и включает в себя вентильные группы, состоящие из ключей переменного тока. Каждая вентильная группа может быть собрана по схеме со средней точкой (рис. 7.9, б, г) или по мостовой схеме (рис. 7.9, а, в, д) (однофазной при $m_1 = 1$ или трехфазной при $m_1 = 3$).

В основе работы СУ тиристорными НПЧ лежит вертикальный принцип управления, основные положения и схемная реализация которого детально рассмотрена в гл. 3. К особенностям СУ НПЧ с ЕК следует отнести то, что каждый тиристор силовой части преобразователя управляется индивидуальными СУФ, частоту выходного напряжения определяет частота изменения задающего сигнала управления X_y , а форма и амплитуда выходного напряжения преобразователя зависят и от характера изменения задающего сигнала X_y , и от характера изменения опорного развертывающего напряжения U_G . Изменяя форму опорного напряжения и характер изменения задающего сигнала X_y можно получить требуемые форму, амплитуду и частоту выходного напряжения преобразователя. Наиболее широко в СУ НПЧ с ЭК используется линейная и косинусоидальная форма опорного развертывающего напряжения.

В НПЧ с ЕК возможно согласованное или раздельное управление работой вентильных групп. Принцип работы НПЧ с ЕК при различ-

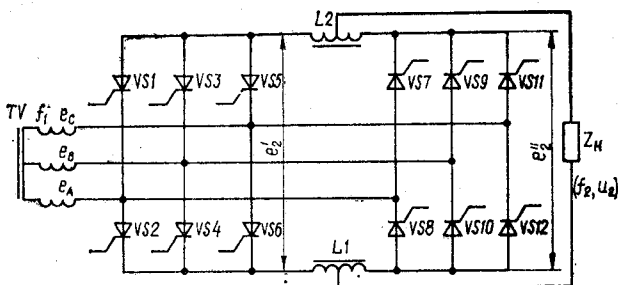


Рис. 7.10

ных способах управления рассмотрим на примере трехфазно-однофазной мостовой схемы (рис. 7.10).

При согласованном управлении тиристоры одной группы (например, $VS1...VS6$) работают в выпрямительном режиме (В) с углом отпирания $\alpha \leq \frac{\pi}{2}$ (угол отсчитывается от момента естественного отпирания вентилей), а другой группы ($VS7...VS12$) в инверторном (И) с углом отпирания $\beta \geq \frac{\pi}{2}$. Изменяя углы отпирания тиристоров с определенной частотой в выпрямительном и инверторном режимах, на нагрузке НПЧ получаем переменное напряжение, амплитуда и частота основной гармоники которого определяется амплитудой и частотой сигнала управления X_y .

НПЧ с ЕК с согласованным управлением может работать на нагрузку с любым коэффициентом мощности, так как импульсы управления подаются одновременно на тиристоры обеих групп. При этом отсутствует перерыв в работе НПЧ с ЕК при циклическом переходе тока от одной группы тиристоров к другой.

При отпирании тиристоров первой группы формируется положительная полуволна тока нагрузки i_H (на рис. 7.11 показана кривая первой гармоники тока нагрузки $i_{2(1)}$), а второй — отрицательная. В составе внутренних э. д. с. e_2' и e_2'' групп тиристоров кроме низкочастотных составляющих, определяемых законом изменения $\alpha(t)$, содержатся также высокочастотные составляющие. При согласованном управлении обеими группами тиристоров в любой момент времени средние значения внутренних э. д. с. равны между собой, т. е. $E_2' = E_2''$. Однако мгновенные значения этих э. д. с. различны, вследствие чего во внутреннем контуре, минуя нагрузку, под действием уравнивающей э. д. с. $e_{yp} = e_2' + e_2''$ протекает уравнивающий ток i_{yp} . Этот ток увеличивает потери, дополнительно загружает тиристоры и уменьшает коэффициент мощности. Величина уравнивающего тока может быть ограничена путем введения в схему уравнивающих дросселей $L1, L2$, которые сглаживают высокочастотные составляющие в кривой выходного напряжения.

Внутренняя несинусоидальная э. д. с. НПЧ с ЕК при согласованном управлении определяется выражением $e_2 = \frac{1}{2} (e_2' - e_2'')$ (рис. 7.11, а).

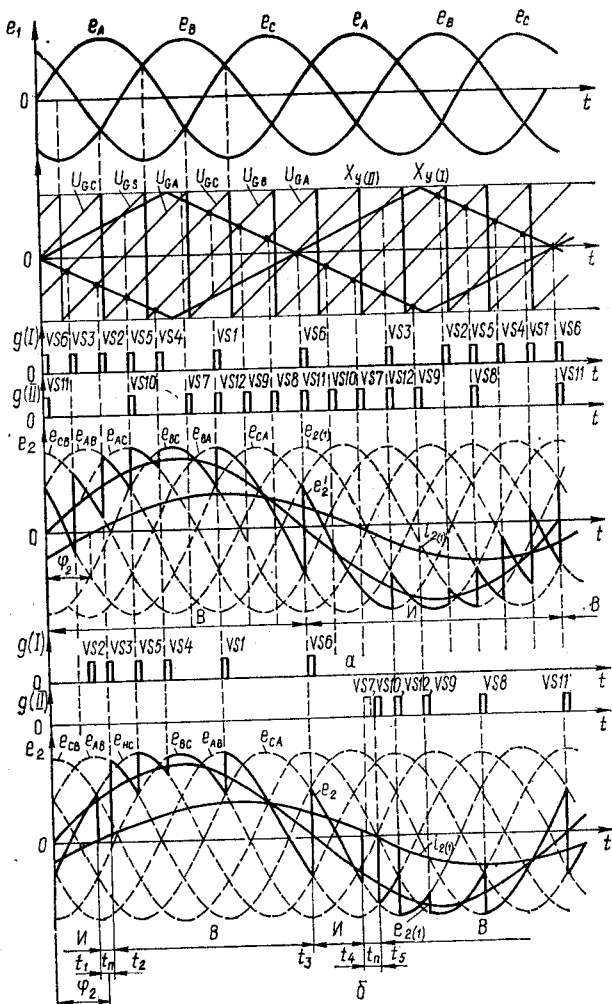


Рис. 7.11

Уравнительные токи можно исключить, если применить раздельное управление тиристорами групп преобразователя. При раздельном управлении импульсы управления подаются только на работающую группу тиристорov, а тиристоры неработающей группы запираются. Запертая группа тиристорov начинает работать только после того, как закончила работу первая группа, при этом СУ осуществляет задержку включения очередной группы тиристорov на время, необходимое для восстановления запирающих свойств тиристорov первой группы (см. рис. 7.11, б). В момент времени t_2 импульсы управления, соответствующие выпрямительному (В) режиму, начинают подаваться на тиристоры первой группы. В момент времени t_3 с помощью системы управления тиристоры первой группы переводятся в инверторный (И) режим,

в котором находятся до момента времени t_4 , соответствующего спаду тока нагрузки до нуля (на рисунке показана только первая гармоника тока нагрузки $i_{2(1)}$). Реальный ток нагрузки, если последняя активно-индуктивная, спадает до нуля раньше, чем его первая гармоника. С этого момента времени импульсы управления снимаются с тиристоров первой группы и после спада тока нагрузки до нуля выдерживается пауза t_n . В момент времени t_5 импульсы управления, соответствующие выпрямительному режиму, подаются на тиристоры второй группы и т. д. Таким образом, тиристоры первой группы формируют положительную полуволну выходного напряжения, а второй группы — отрицательную.

В СУ с раздельным управлением нет необходимости в применении устройств, реагирующих на переход тока нагрузки через нуль, так как преобразователь должен быть предварительно настроен на определенный, наперед заданный коэффициент мощности нагрузки, который определяет требуемое время задержки подачи импульсов управления. Изменение коэффициента мощности нагрузки (в сторону увеличения) ухудшает форму кривой выходного напряжения и коэффициент мощности преобразователя. При уменьшении коэффициента мощности нагрузки ток нагрузки к моменту t_4 может не достичь нуля, что приводит к броску уравнилельного тока во внутреннем контуре НПЧ.

Определение гармонического состава кривой выходного напряжения НПЧ с ЕК представляет собой сложную задачу, разрешаемую в общем случае только с помощью ЭВМ. Основные закономерности можно получить, если предположить, что $f_1 \gg f_2$ (бесконечно большое число пульсаций в кривой выходного напряжения, т. е. $m_\pi = \infty$). В этом случае выходное напряжение НПЧ с ЕК определяется соотношениями:

$$u_2 = U_{20} \cos \alpha(t), \text{ или } u_2^* = \frac{u_2}{U_{20}} \cos \alpha(t), \quad (7.4)$$

где $U_{20} = \frac{E_{2m} \sin \frac{\pi}{m_\pi}}{\pi/m_\pi}$ — максимальное выходное напряжение, соответствующее $\alpha(t) = 0$; E_{2m} — амплитуда э. д. с. на вторичной обмотке трансформатора; $\alpha(t)$ — периодическая функция изменения во времени угла α .

Из выражения (7.4) видно, что для получения синусоидальной формы выходного напряжения зависимость угла управления от времени должна быть арккосинусоидальной

$$\alpha = \arccos \frac{X_y}{X_{y \max}} = \arccos(\pm \mu \sin \omega_2 t) = \arccos X_y^*, \quad (7.5)$$

где $X_y = X_{y \text{ опт}} \sin \omega_2 t$; $\mu = X_{y \text{ опт}}/X_{y \max} = (0 \dots 1)$ — коэффициент глубины модуляции; $X_y^* = X_y/X_{y \max}$.

При линейной фазовой характеристике мгновенное значение выходного напряжения НПЧ с ЕК

$$u_2^* = \sin \left(\frac{\pi}{2} X_y^* \right). \quad (7.6)$$

Мгновенное и действующее значения основной гармоники выходного напряжения при арккосинусоидальной фазовой характеристике

$$u_{2(1)} = U_{2(1)} \sin \omega_2 t; \quad u_{2(1)}^* = U_{2(1)}/U_{20} = \mu/\sqrt{2},$$

где $U_{2(1)} = U_{20}\mu$ — амплитуда основной гармоники выходного напряжения в режиме холостого хода.

Так как кривая выходного напряжения u_2 НПЧ с ЕК формируется из отрезков синусоид напряжений питания, то в ней содержится широкий спектр высших гармоник.

Номер и амплитуду высших гармоник выходного напряжения при чисто индуктивной нагрузке можно определить по выражениям:

$$q = k_m (f^* - 1) \pm 1; \quad U_{2(q)}/U_{2(1)} = 1/(k_m \pm 1),$$

где $k_m = 1, 2, 3, \dots$; $f^* = f_1/f_2$.

При чисто емкостной нагрузке

$$q = k_m (f^* + 1) \pm 1; \quad U_{2(q)}/U_{2(1)} = 1/(k_m \pm 1).$$

Знаки в каждой паре приведенных соотношений следует брать соответственно либо верхние, либо нижние одновременно. Из выражений видно, что амплитуды высших гармоник напряжения не зависят от f^* и определяются только номерами гармоник и числом фаз силовой схемы на стороне питающей сети. В кривой выходного напряжения отсутствуют субгармоники (гармоники с частотами $f < f_2$), если

$$f^* = (l + 1)/k_{m1}, \quad (7.7)$$

где k_{m1} — пульсность вентильных комплектов (для трехфазной мостовой схемы $k_{m1} = 6$); $l = 1, 3, 5, \dots$

Если выходная частота не удовлетворяет условию (7.7), то в кривой выходного напряжения содержатся субгармоники.

Спектр первичного тока НПЧ с ЕК содержит гармоники $k_1 f_1 \pm \pm 2k_2 f_2$, где $k_1 f_1$ — ряд гармоник, кратных частоте f_1 , которые содержатся в первичном токе выпрямителя соответствующей пульсности (для трехфазной мостовой схемы это 1, 5, 7, 11 и 13-я гармоники); $k_2 = 0, 1, 2, 3, \dots$. Первичный ток НПЧ с ЕК содержит гармоники как кратные f_1 , так и боковые. При $f^* = 2k_2$ ток питающей сети содержит постоянную составляющую, величина которой тем больше, чем меньше f^* . Постоянная составляющая первичного тока может вызвать подмагничивание питающего трансформатора и поэтому должна быть исключена из работы, т. е. частоты $f_2 = f_1/2k_2$ запрещены для работы НПЧ с ЕК.

При питании трехфазно-однофазного мостового НПЧ с ЕК от сети $f_1 = 50$ Гц для исключения подмагничивания питающего трансформатора и исключения субгармоник из выходного напряжения рекомендуется ряд дискретных частот: $37 \frac{1}{2}$; 30 ; $21 \frac{3}{7}$; $18 \frac{3}{8}$; $16 \frac{2}{3}$ Гц и т. д. При невозможности осуществить дискретизацию выходной частоты необходимо при расчете силового оборудования учесть специфику режимов работы питающего трансформатора.

Коэффициент мощности трехфазно-однофазного мостового НПЧ с ЕК определяется выражением

$$k_M = 0,7\mu \cos \varphi_n, \quad (7.8)$$

где $\cos \varphi_n$ — коэффициент сдвига тока нагрузки на частоте f_2 .

Из выражения (7.8) следует, что при низком $\cos \varphi_n$ нагрузки и глубоком регулировании ($\mu \rightarrow 0$) коэффициент мощности НПЧ с ЕК со стороны питающей сети мал, что является одним из недостатков этого типа преобразователей.

Повысить коэффициент мощности НПЧ можно, если применить искусственную коммутацию тока тиристоров. Наличие узла коммутации позволяет производить коммутацию тиристоров в любые моменты времени в течение периода частоты питающей сети, а также оказывает влияние на энергетические показатели преобразователя частоты, гармонический состав токов и напряжений. Преобразователи частоты с непосредственной связью и искусственной коммутацией тиристоров (НПЧ с ИК) выполняются по таким же структурным схемам, как НПЧ с ЕК. Эти преобразователи позволяют: преобразовывать напряжение одной частоты (неизменной или изменяющейся) в другую (ниже или выше входной, неизменную или регулируемую); преобразовывать число фаз питающей сети (фазорасщепители); осуществлять управление фазой входного или выходного тока (компенсаторы реактивной мощности).

НПЧ с ИК позволяют осуществлять преобразование частоты различными способами, т. е. с различными законами переключения управляемых вентилях, различной степенью приближения кривой выходного напряжения к желаемой или заданной форме. Наиболее широкое распространение получили преобразователи частоты с непосредственной связью и квазиоднополосной модуляцией (НПЧ с КМ), алгоритм управления ключами которого (в простейшем случае) обеспечивает циклическое подключение через равные интервалы времени $T_m = 1/(f_m m_1)$ (f_m — частота переключения ключей, частота модуляции) фаз питающей сети к фазам нагрузки.

Выходное напряжение требуемой частоты НПЧ с КМ получается путем суммирования нескольких модулированных с соответствующим фазовым сдвигом напряжений в общем контуре.

На рис. 7.12 приведена схема трехфазно-однофазного преобразователя с суммированием напряжений в общем контуре. Схема содержит три идентичных инвертора на ключах с двухсторонней проводимостью

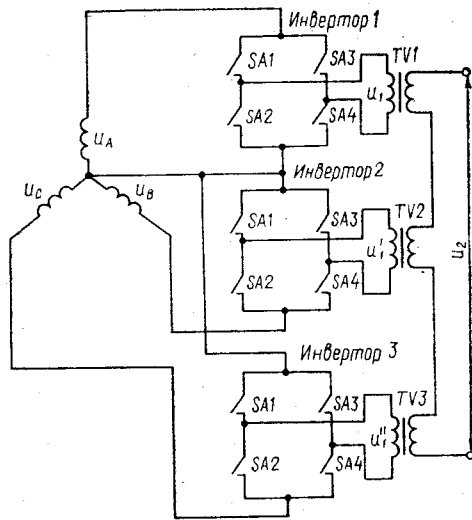


Рис. 7.12

(SA1 — SA4), нагруженных на силовые трансформаторы TV1 — TV3, вторичные обмотки которых соединены последовательно и образуют общий выход. Для получения трехфазного выходного напряжения необходимо три идентичных комплекта. В таких преобразователях целесообразно использовать режим работы, когда частота основной гармоники выходного напряжения $\omega_{2(1)}$ равна разности частоты модуляции (управления) ω_m и частоты питающей сети ω_c . Выходное напряжение преобразователя в этом случае определяется выражением

$$u_2(t) = \frac{6U_m}{\pi} \sum_{s=-\infty}^{+\infty} \frac{(-1)^s}{(6s+1)} \sin [(6s+1)\omega_m - \omega_c]t,$$

где U_m — амплитудное значение фазного напряжения питающей сети; $s = \dots -2, -1, 0, +1, +2, \dots$.

7.5. Двухзвенные преобразователи частоты

Структурная схема двухзвенного преобразователя представлена на рис. 7.13. В этой схеме переменное напряжение питающей сети выпрямляется управляемым выпрямителем (В), фильтруется LC-фильтром (Ф) и подается на автономный инвертор (АИ). Функции регулирования частоты выходного напряжения осуществляет инвертор, а напряжения — выпрямитель. Иногда обе функции осуществляет инвертор, а выпрямитель выполняется неуправляемым.

Двухзвенные преобразователи частоты позволяют регулировать выходную частоту в широком диапазоне как вверх, так и вниз от частоты питающей сети. В качестве автономного инвертора может быть использована одна из ранее рассмотренных схем инверторов. Данный тип преобразователей частоты проще, чем непосредственные преобразователи, проще также и схемы управления ими.

Недостатком двухзвенных преобразователей является двойное преобразование энергии, что приводит к уменьшению к. п. д., увеличению установленной мощности и веса преобразователя.

В связи с тем что в ДПЧ применяются ключевые элементы (транзисторы и тиристоры), выходное напряжение, как правило, отличается от требуемого и для получения выходного напряжения определенной формы и качества используются различные методы синтезирования.

Процесс формирования (синтезирования) кривой выходного напряжения ДПЧ с требуемым гармоническим составом может быть непрерывным или дискретным (импульсным).

Непрерывное синтезирование кривой напряжения на нагрузке получают путем введения в схему ДПЧ электрических фильтров. Электрические фильтры могут быть внутренними и внешними. Внутренняя фильтрация может осуществляться в инверто-

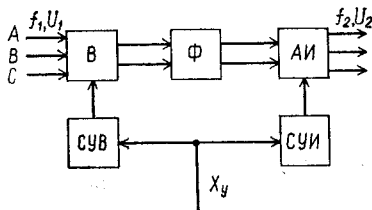


Рис. 7.13

рах тока и резонансных инверторах. В инверторах напряжения, являющихся составной частью двухзвенных ПЧ, улучшение выходного напряжения достигается с помощью внешних электрических фильтров. Дискретное синтезирование подразумевает аппроксимацию выходного сигнала, например кусочно-постоянной функцией, реализация которой представляет собой периодическую последовательность импульсов в общем случае прямоугольной формы, модулированную по закону выходного сигнала. Модуляции подлежат следующие параметры импульсов: амплитуда, длительность, фаза и частота. При этом может иметь место время-импульсная модуляция (ВИМ), широтно-импульсная модуляция (ШИМ), амплитудно-импульсная модуляция (АИМ), амплитудно-широтно-импульсная модуляция (АШИМ), ступенчатая модуляция (СМ) с одинаковыми или различными по длительности ступенями, импульсно-кодовая модуляция (ИКМ). Наибольшее распространение получили ШИМ, АИМ и ее разновидность АШИМ, СМ и ИКМ. Методы дискретного синтезирования позволяют получить любую частоту и величину выходного напряжения, регулируемые как дискретно, так и плавно в широком диапазоне.

Все виды ШИМ базируются на изменении длительности импульсов равной амплитуды, следующих через равные интервалы времени в соответствии с заданным законом формирования выходного сигнала. Различают двухполярную ШИМ (ДШИМ) (полярность импульса напряжения изменяется в течение тактового интервала), однополярную ШИМ (ОШИМ) (полярность импульсов в течение тактового интервала неизменна), одностороннюю ШИМ (модуляции подлежит временное расположение только одного фронта) и двустороннюю ШИМ (модулируется временное расположение обоих фронтов импульсов). Однополярная ШИМ обеспечивает лучший гармонический состав выходного напряжения по сравнению с двухполярной ШИМ.

С целью получения высококачественного напряжения в подавляющем большинстве случаев в ДПЧ с ШИМ предусматривают использование энергетических выходных фильтров, что ограничивает применение этого вида модуляции.

При реализации АИМ преобразовательный тракт ПЧ можно представить как соединенные определенным образом управляемые вентили и трансформаторы, причем сочетания этих элементов не являются чисто механическими, их можно трактовать как некоторые трансформаторно-ключевые исполнительные структуры (ТКИС), подобные ИО при релейном управлении.

Наиболее общий подход к проблеме построения ТКИС, обладающих возможностью использования в преобразователях различного функционального назначения, заключается в оптимизации структуры по коэффициенту эффективности использования ключевых элементов, который представляет собой отношение числа реализуемых уровней выходного напряжения к числу ключевых элементов. Однако при проектировании ТКИС необходимо учитывать и другие критерии, находящиеся в прямой зависимости от степени рациональности структуры. Это — точность воспроизведения выходного напряжения, диапазон регулирования его параметров, качество стабилизации, массо-га-

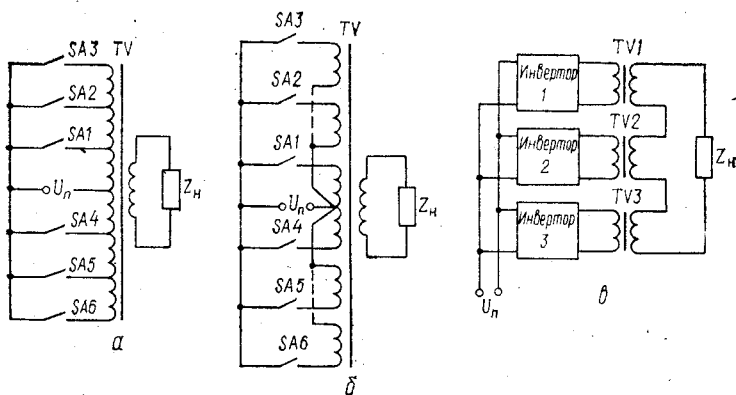


Рис. 7.14

баритные показатели. Среди структур, реализующих АИМ выходного напряжения, различают ПЧ с суммированием в общем узле (СОУ) или с суммированием в общем контуре (СОК), а также комбинированные структуры.

Структуры ДПЧ с СОУ и переключением отпаек секционированного трансформатора на первичной стороне (рис. 7.14, а, б) характеризуются не только низким коэффициентом эффективности использования ключевых элементов, но и неудовлетворительными массо-габаритными показателями трансформатора, работающего на частоте выходного напряжения. ДПЧ с СОК могут иметь как несколько источников питания, так и один источник (рис. 7.14, в), причем структуры с СОК предусматривают использование напряжений с различными частотами, суммирование выходных напряжений регулируемых инверторов, суммирование напряжений, параметры которых соответствуют параметрам гармоник разложения выходного сигнала по ортогональной системе функций Уолша, суммирование n прямоугольных напряжений одинаковой частоты, равной выходной, с фазовым сдвигом друг относительно друга на π/n [12]. ДПЧ, использующие квантование выходного сигнала по уровню, характеризуются высоким коэффициентом использования ключевых элементов, однако предусматривают необходимость включения в структуру ряда стабилизированных источников постоянного напряжения, резко ухудшающих массо-габаритные показатели ПЧ.

Наиболее радикальным и перспективным методом улучшения массо-габаритных показателей ПЧ, наряду с микроминиатюризацией силовых ключевых элементов и систем управления, является промежуточное высокочастотное преобразование электроэнергии (ВПЭ). ВПЭ позволяет существенно уменьшить массу и габариты силовых трансформаторов и энергетических фильтров, которые в основном определяют массо-габаритные показатели ПЧ, и улучшить качество выходного напряжения. В структурах ДПЧ с СОУ (симметричная — рис. 7.15, а, б и асимметричная — рис. 7.15, в, г) включение высокочастотного инвертора И с трансформаторным выходом позволяет,

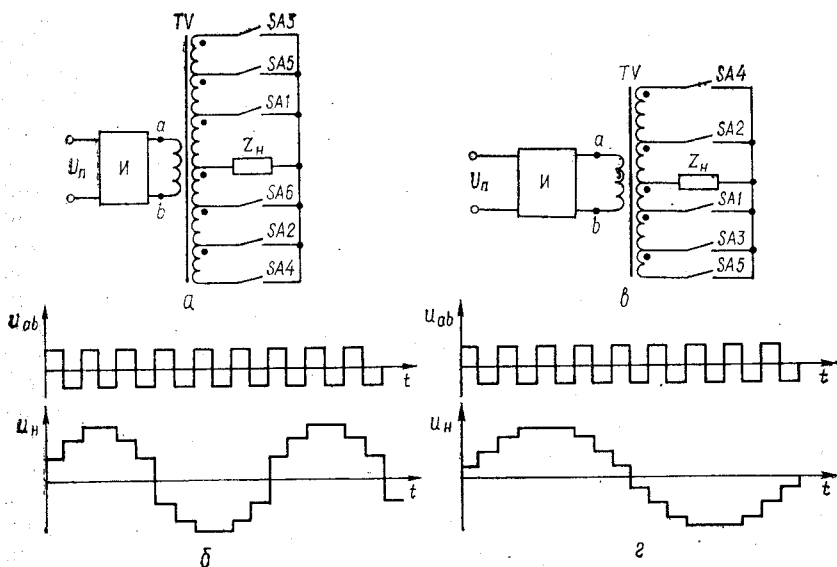


Рис. 7.15

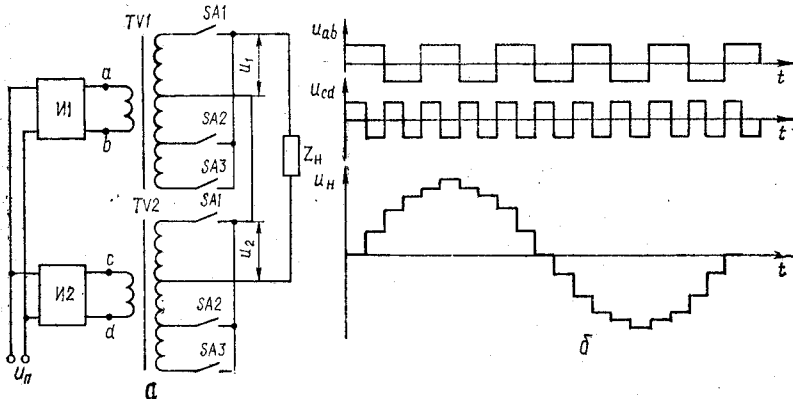


Рис. 7.16

кроме того, легко осуществить регулирование как величины, так и частоты выходного напряжения. Комбинированные структуры ПЧ, сочетающие в себе свойства СОК и СОУ (рис. 7.16, а), позволяют осуществить и фазовое регулирование выходного напряжения при улучшении его качества. Однако следует отметить, что введение ВПЭ в описанные структуры ПЧ не влияет на коэффициент использования ключевых элементов, который остается достаточно низким.

Сравнивая качество ступенчатого напряжения и напряжения с ОШИМ можно отметить, что АИМ и ее разновидности позволяют устранить большее число гармоник, близлежащих к основной, чем ШИМ.

Коэффициент k_r при АИМ меньше, чем при ШИМ, и снижается при увеличении числа аппроксимирующих уровней. Амплитуды гармоник при АИМ меньше, чем при ШИМ, и не увеличиваются с ростом числа уровней, т. е. многоуровневые формы выходного напряжения при одинаковом количестве импульсов на полупериоде выходной частоты аппроксимируют синусоидальный закон с большей точностью, причем наилучшим гармоническим составом обладает многоуровневое напряжение при отсутствии пауз между импульсами (СМ). Точность аппроксимации тем выше, чем больше количество аппроксимирующих уровней, и при достаточно большом их числе можно исключить сглаживающие фильтрующие элементы, что нельзя сделать, в принципе, при ШИМ. Существенным недостатком ПЧ со ступенчатой аппроксимацией выходного напряжения является необходимость применения значительного количества ключевых элементов, причем их количество должно быть тем больше, чем больше требуемая точность аппроксимации. Этот недостаток может быть устранен при использовании режима квантования с применением ИКМ.

Необходимость регулирования выходного напряжения ПЧ в достаточно широких пределах возникает в результате колебаний напряжения источника питания, изменения режима работы ПЧ (регулирование частоты, изменение величины и характера нагрузки) или вследствие необходимости регулирования напряжения на нагрузке по заданному закону.

Выходное напряжение можно регулировать различными методами: амплитудным, широтно-импульсным, фазовым. Наиболее простым является амплитудный метод регулирования, который может быть реализован регулированием напряжения постоянного тока на входе ПЧ или регулированием напряжения переменного тока на выходе ПЧ. Регулирование напряжения постоянного тока на входе ПЧ имеет существенные недостатки, связанные с необходимостью включения на входе ПЧ сглаживающего фильтра с двухступенчатым преобразованием энергии и малым диапазоном регулирования. Регулирование напряжения переменного тока на выходе ПЧ связано со значительным увеличением числа ключевых элементов и искажением формы кривой выходного напряжения. Эти причины вызывают необходимость совмещения функций формирования кривой выходного напряжения и его регулирования.

Наиболее широкими возможностями по регулированию обладает фазовый метод, при котором ПЧ состоит из нескольких инверторов с соединенными последовательно выходными цепями. При изменении фазового сдвига, например двух инвертированных напряжений, выходное напряжение, являющееся геометрической суммой напряжений обоих инверторов, плавно регулируется. Фазовое регулирование используется в основном при построении ДПЧ с СОК, при этом общая мощность распределяется между инверторами, что позволяет избежать параллельного соединения ключевых элементов.

Рассмотрим способ формирования квазисинусоидального напряжения с АШИМ и промежуточным повышением частоты, базирующейся на основе фазового метода регулирования и стабилизации. Он за-

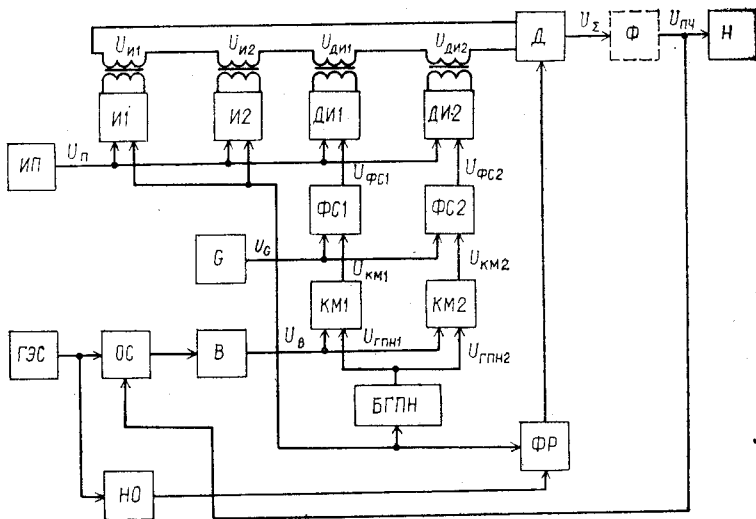


Рис. 7.17

ключается в том, что формируются две группы высокочастотных напряжений. В первой из них фазы напряжений неизменны и синфазны по отношению друг к другу. Фазы высокочастотных напряжений второй группы поочередно сдвигаются друг за другом по закону эталонного напряжения (например, синусоидального). При этом в начале каждого полупериода эталонного напряжения высокочастотные напряжения второй группы противофазны напряжениям первой группы. Выделение низкочастотного квазисинусоидального напряжения с АШИМ осуществляется посредством демодуляции суммарного высокочастотного напряжения обеих групп.

Один из возможных вариантов построения ПЧ с АШИМ и промежуточным повышением частоты, питающийся от источника постоянного напряжения ИП, реализующий рассматриваемый способ формирования квазисинусоидального напряжения, представлен на рис. 7.17. Рассмотрим его работу для случая, когда каждая из групп высокочастотных напряжений формируется двумя инверторными ячейками И1, И2 и ДИ1, ДИ2. Синхронизируемый высокочастотным напряжением U_g задающего генератора G блок генераторов пилообразного напряжения БГПН вырабатывает два пилообразных напряжения $U_{гпн1}$ и $U_{гпн2}$, смещенных по амплитуде друг относительно друга таким образом, что максимальное значение $U_{гпн1}$ равно минимальному значению $U_{гпн2}$ (рис. 7.18). Эти напряжения поступают на одни входы амплитудных компараторов КМ1 и КМ2. На вторые их входы подается напряжение U_B двухполупериодного выпрямителя В, которое, если пренебречь влиянием схемы обратной связи ОС, будет представлять собой выпрямленное напряжение генератора эталонной синусоиды ГЭС. При изменении напряжения U_B в интервале времени $t_0 - t_1$ на выходе компаратора КМ1 формируется широтно-модулированное на-

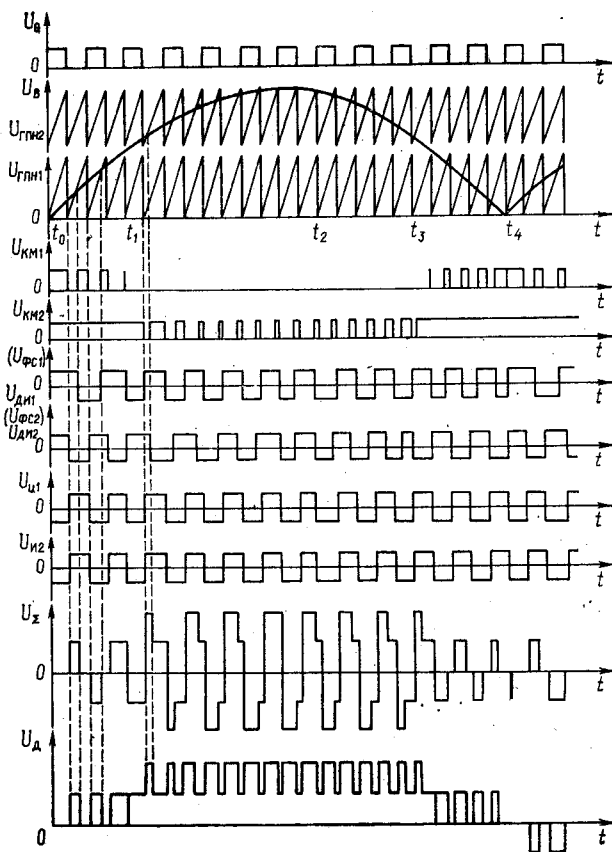


Рис. 7.18

напряжение $U_{КМ1}$, поступающее на вход фазосдвигающей схемы ФС1, синхронизируемой напряжением U_G . При этом на выходе ФС1 формируется напряжение $U_{ФС1}$ с фазовым сдвигом относительно U_G на величину длительности импульсов напряжения $U_{КМ1}$. С момента времени t_1 амплитуда напряжения U_B начинает превышать амплитуду пилообразного напряжения $U_{ГПН1}$ и КМ1 прекращает свою работу. При этом фазовый сдвиг напряжения $U_{ФС1}$ сохраняет свое конечное значение. Дальнейшее изменение напряжения U_B в интервале времени $(t_1 - t_2)$ запускает компаратор КМ2, что влечет за собой аналогичное изменение фазы напряжения $U_{ФС2}$ на выходе фазосдвигающей схемы ФС2. В интервале времени $(t_2 - t_3)$ и $(t_3 - t_4)$ процессы изменения фаз напряжений $U_{ФС1}$, $U_{ФС2}$ идут в обратном порядке. Напряжения $U_{ФС1}$, $U_{ФС2}$ являются управляющими соответственно для инверторных ячеек ДИ1, ДИ2 с выходными напряжениями $U_{ДН1}$, $U_{ДН2}$. Таким образом, напряжение U_B при выходе из зоны регулирования КМ1 попадает в зону регулирования КМ2, чем и достигается в конечном счете пооче-

редный фазовый сдвиг высокочастотных напряжений инверторных ячеек ДИ1, ДИ2. Инверторные ячейки И1, И2 синхронизируются напряжением U_G задающего генератора, и фаза их напряжений $U_{И1}$, $U_{И2}$ в процессе работы не изменяется. В результате суммирования $U_{ДИ1}$, $U_{ДИ2}$, $U_{И1}$, $U_{И2}$ на выходе демодулятора Д формируется высокочастотное напряжение U_{Σ} . Управление демодулятором осуществляется с помощью фазоинвертирующей схемы ФР, которая в моменты перехода напряжения ГЭС через нуль, фиксируемые ноль-органом НО, изменяет на своем выходе фазу напряжения U_G на 180° . При этом на выходе демодулятора Д формируется квазисинусоидальное напряжение $U_{ПЧ}$ с АШИМ.

Следует отметить, что любому мгновенному значению напряжения ГЭС от нуля до максимума соответствует строго определенный фазовый сдвиг напряжений инверторных ячеек ДИ1, ДИ2, однозначно определяющий величину выходного напряжения. В связи с этим преобразователь обладает диапазоном регулирования квазисинусоидального напряжения практически от нулевого до максимального значения. При этом, если амплитуда U_B становится меньше амплитуды $U_{ГПН1}$, квазисинусоидальное напряжение имеет вид обычной одно-сторонней ШИМ.

Заметим, что И1, И2 могут быть заменены одной инверторной ячейкой с удвоенной амплитудой высокочастотного напряжения. Использование инверторных ячеек, выполненных по мостовой схеме, позволяет вдвое уменьшить их количество. При этом, одни плечи мостовых инверторов синхронизируются G , а другие — фазосдвигающими схемами ФС1, ФС2. Для улучшения формы выходного напряжения преобразователя, по сравнению с рассмотренной, количество инверторных ячеек с фазовым регулированием можно увеличить. Это приведет к увеличению числа ступеней в выходном напряжении и, как следствие, к уменьшению доли напряжения с ШИМ.

Недостатком рассмотренного ПЧ является сложность формирования пилообразных напряжений со стабильным сдвигом по амплитуде. Изменение его в ту или иную сторону неизбежно ведет к искажению выходного напряжения. Например, при разрыве между $U_{ГПН1}$ и $U_{ГПН2}$ появляется зона нечувствительности, в которой отсутствует связь между текущим значением эталонного напряжения и шириной импульсов амплитудных компараторов.

Данный недостаток устраняется, если БГПН вырабатывает два пилообразных напряжения $U_{ГПН1}$, $U_{ГПН2}$ с противоположными наклонами и без амплитудного сдвига. В этом случае выходное напряжение с АШИМ, формируемое за счет суммирования напряжений $U_{И1}$, $U_{И2}$, $U_{ДИ1}$, $U_{ДИ2}$ инверторных ячеек, будет иметь двустороннюю модуляцию.

Достоинством рассмотренного ДПЧ с суммированием в общем контуре и промежуточным повышением частоты является возможность унификации инверторных ячеек, а также его работа с напряжениями типа «меандр» или близкими к ним.

На рис. 7.19, а представлена структура ДПЧ с ИКМ и высокочастотным промежуточным преобразованием, содержащая модулятор М, амплитудный квантователь АК с высокочастотным трансформатором,

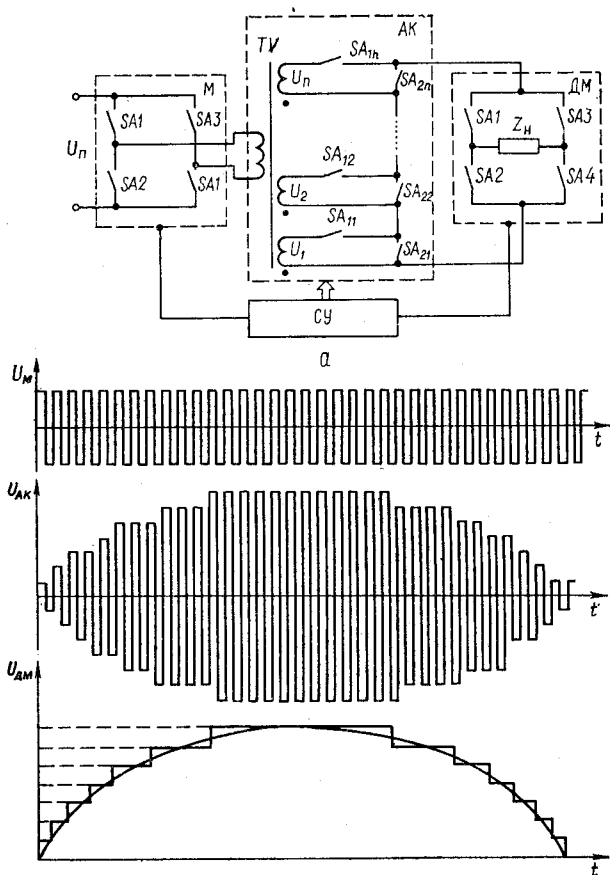


Рис. 7.19

демодулятор ДМ и схему управления СУ. АК и ДМ выполнены на ключевых элементах с двусторонней проводимостью, причем АК включает в себя ряд последовательно соединенных по выходу силовых модулей, каждый из которых представляет собой замкнутую цепь из последовательно включенных обмотки трансформатора и двух ключевых элементов, силовые электроды одного из которых образуют выходы модуля.

Напряжения на вторичных обмотках трансформатора пропорциональны весам двоичных разрядов

$$U_1 = U_0 2^0; \quad U_2 = U_0 2^1; \quad \dots; \quad U_n = U_0 2^{n-1},$$

где U_0 — шаг квантования напряжения по уровню.

На выходе М формируется напряжение

$$u_M = U_n \operatorname{sip}(\omega_M t).$$

Для коммутации ключевых элементов АК СУ вырабатывает управляющий код в соответствии с коммутационной функцией $\psi(t) = \sum_{i=1}^n U_0 F_i(t)$, где $F_i(t)$ — кусочно-постоянная функция, аппроксимирующая выходной сигнал требуемой формы. Тогда выходное напряжение АК запишется в виде

$$u_{\text{АК}} = U_n \operatorname{сip}(\omega_n t) \psi(t).$$

После демодуляции этого напряжения на выходе ДМ формируется напряжение, соответствующее коммутационной функции. Процесс формирования выходного напряжения ПЧ представлен на рис. 7.19, б.

Рассмотренная структура ПЧ содержит АК, выполненный по схеме, подобной схеме с СОУ. При этом формирование выходного напряжения заданной формы осуществляется за счет замыкания ключей SA_{1n} и SA_{2n} в соответствии с управляющим кодом. При реализации этой структуры ПЧ необходимо применять специальные импульсные усилители, формирующие импульсы управления ключами произвольной длительности, что довольно затруднительно и требует немалых аппаратных затрат. Поэтому в ряде случаев целесообразно АК выполнять по схеме с СОК (рис. 7.20, а). При этом структура ПЧ содержит несколько модуляторов, число которых равно числу силовых модулей АК, выполненных по схеме с СОУ. Модуляторы выполняются по мостовой схеме инвертора напряжения с трансформаторным выходом. Напряжения на вторичных обмотках трансформаторов $U_1 \dots U_n$ пропорциональны весам двоичных разрядов. Частота этих напряжений одинакова и соответствует частоте высокочастотного преобразователя ПЧ. Каждый из модуляторов включается в работу в соответствии с импульсами управляющего кода. Процесс формирования выходного напряжения ПЧ с АК по схеме с СОК иллюстрируется на рис. 7.20, б.

При организации многофазных структур ПЧ преобразовательный тракт содержит соответствующее число силовых каналов, включающих в себя модулятор, амплитудный квантователь и демодулятор. Управляющая память блока управления при этом содержит соответствующее число массивов информации, значения которых сдвинуты при программировании на определенный интервал.

Рассмотренная структура ПЧ может эффективно использоваться при построении двухзвенных ПЧ, так как предусматривает режим питания от источника постоянного напряжения. Однако принципы ИКМ позволяют организовать структуру ПЧ, которая принципиально устраняет двойное преобразование электроэнергии при питании ПЧ от сети переменного тока.

Структурная организация такого ПЧ представлена на рис. 7.21. Он включает в себя преобразовательный тракт, содержащий последовательно соединенные модулятор М, амплитудный квантователь АК и демодулятор ДМ, выполненные на ключах с двусторонней проводимостью, а также программируемый контроллер ПК, выполняющий функции блока управления. Контроллер содержит анали-

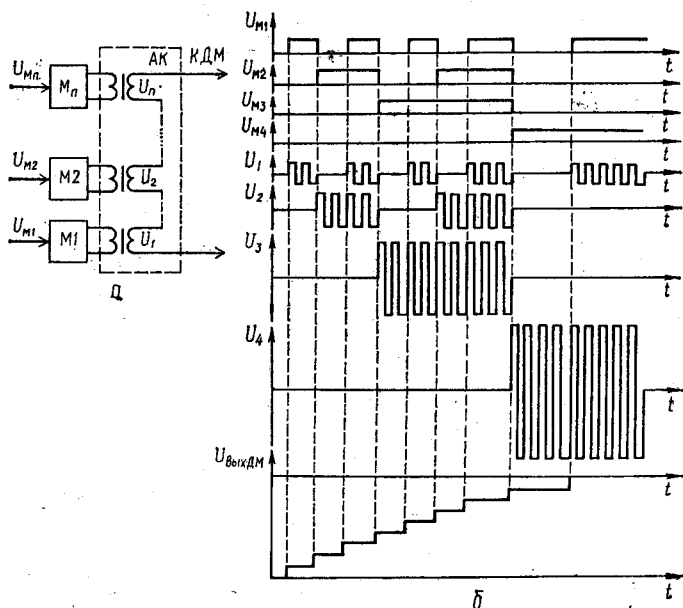


Рис. 7.20

затор напряжения питания АНП, коммутатор анализатора напряжения питания КАНП, анализатор усиливаемого сигнала АУС, коммутатор анализатора усиливаемого сигнала КАУС, цифровой функциональный преобразователь ФП и также фазовый манипулятор ФМ, осуществляющий реверс импульсов управления ключами ДМ при каждом изменении полярности напряжений $u_n(t)$ и X_y .

Принцип работы ПЧ заключается в следующем. Переменное напряжение питания, описываемое функцией $u_n(t)$, поступает на вход модулятора, ключи которого управляются импульсами высокой частоты, определяющими интервал временного квантования. Таким образом, на выходе М формируется напряжение

$$u_m = u_n(t) \operatorname{sig}(\omega_m t).$$

Это напряжение является входным для АК. Формирование управляющего кода, соответствующего коммутационной функции $\psi(t)$, осуществляется контроллером. С этой целью значения $u_n(t)$ и $X_y(t)$ поступают соответ-

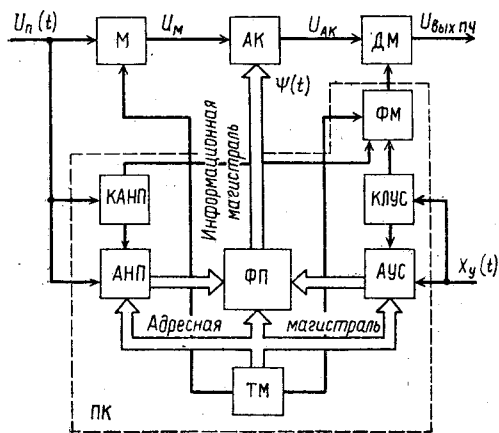


Рис. 7.21

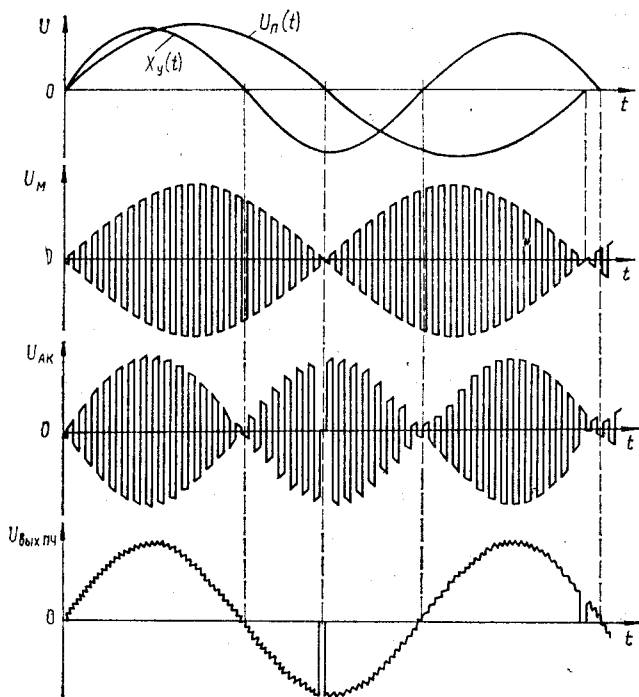


Рис. 7.22

венно на информационные входы АНП и АУС, которые управляются КАНП и КАУС. На каждом интервале квантования по времени на выходах анализаторов формируются многоуровневые коды, соответствующие мгновенным значениям функций $u_n(t)$ и $X_y(t)$. Эти коды поступают на информационные входы ФП, который на каждом интервале квантования формирует код, соответствующий коммутационной функции

$$\psi(t) = \frac{X_y}{u_n(t)}.$$

Тогда на выходе АК формируется напряжение

$$u_{AK} = u_n(t) \psi(t) \text{ sip}(\omega_M t) = X_y \text{ sip}(\omega_M t),$$

которое после демодуляции представляет собой усиливаемую функцию, т. е. $u_{ПЧ}(t) = K X_y(t)$, где K — коэффициент пропорциональности.

Процесс формирования выходного напряжения ПЧ при условии синусоидальности функций $u_n(t)$ и $X_y(t)$ представлен на рис. 7.22.

Нетрудно заметить, что искажения выходного напряжения обусловлены степенью квантования по уровню и дискретизации во времени сигналов и соотношением частот напряжения питания, модуляции и задающего сигнала.

Отметим, что аналогично рассмотренной выше структуре ПЧ модулятор и демодулятор выполняются по мостовой схеме инвертора напряжения, а АК может быть выполнен как по схеме с СОУ, так и по схеме с СОК. При этом напряжения на вторичных обмотках трансформатора пропорциональны весам двоичного кода.

При питании ПЧ от однофазной сети переменного тока в выходном напряжении изображены провалы до нуля. Исключение составляет случай равенства частоты напряжения питания и частоты выходного напряжения. Для устранения таких искажений целесообразно использование трехфазного напряжения питания и, соответственно, трех комплектов модулятор-квантователь. Формирование выходного напряжения при этом осуществляется за счет суммирования напряжений, полученных в результате пофазной АИМ трехфазной системы переменного напряжения одной частоты трехфазной системой коммутационных функций другой частоты. Однако в том случае, когда мощность нагрузки несоизмеримо мала по сравнению с мощностью питающей сети, устранение искажений возможно путем использования двухфазного напряжения питания. При этом два комплекта модулятор-квантователь подключается к фазному и линейному напряжению питания.

Рассмотренные структуры ПЧ позволяют получить высокое качество выходного напряжения произвольной формы, в том числе синусоидальной, при отсутствии выходных энергетических фильтров, обеспечивая при этом большой частотный диапазон (включая низкие и инфракрасные частоты), широкий диапазон регулирования амплитуды напряжения, возможность реализации требуемого закона регулирования (причем на программном уровне), минимальный уровень дополнительно уносимых искажений формы кривой выходного напряжения во всем диапазоне его регулирования, а также возможность реализации функции регулирования совместно с функцией формирования кривой выходного напряжения в едином функциональном узле.

На рис. 7.23, а представлена структура ПЧ, обеспечивающая как преобразование, так и регулирование и стабилизацию выходного напряжения и его формы. Преобразовательный тракт ПЧ включает в себя амплитудный квантователь АК, содержащий две группы последовательно соединенных по выходу силовых модулей (рис. 7.23, б). Ключевые элементы одной из групп силовых модулей связаны поразрядно с информационным выходом блока управления (БУ), на котором формируется многозначный код X_n , управляющий формой выходного напряжения. Кроме того, структура содержит цифровой сумматор $SM1$, на выходе которого формируется код Z , поступающий через блок инверторов (БИ) на управление ключевыми элементами другой группы силовых модулей АК, а также цифровой сумматор $SM2$, на входы которого поступают управляющий код X_n и задающий код амплитуды выходного напряжения X_3 , а выход поразрядно соединен с одним из входов цифрового сумматора $SM1$. Рассмотрим более подробно работу схемы этого ПЧ. Очевидно, что величина выходного напряжения по ряду причин может не соответствовать коду X_n , фор-

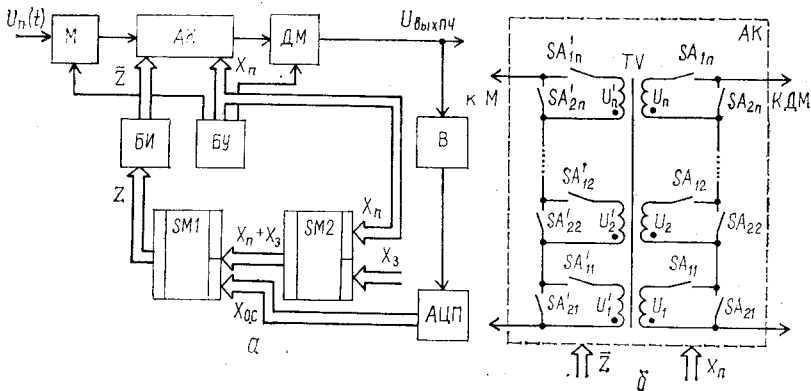


Рис. 7.23

мируемому на выходе БУ. Выходное напряжение с выхода ДМ после выпрямления поступает на вход АЦП, где преобразуется в многозначный код X_{oc} , соответствующий величине реального выходного напряжения. Одновременно код X_n , управляющий ключевыми элементами SA_{1n} и SA_{2n} АК и соответствующий требуемому выходному напряжению, поступает на один из входов цифрового сумматора $SM2$, где суммируется с задающим воздействием — кодом X_3 . Сумма этих кодов $X_n + X_3$ поступает на цифровой сумматор $SM1$. На второй его вход поступает код X_{oc} . После вычитания кода X_{oc} из кода $X_n + X_3$ управляющий код $Z = X_n + X_3 - X_{oc}$ поступает на входы БИ и управляет ключевыми элементами SA'_{1n} и SA'_{2n} второй группы силовых модулей АК.

В равновесном состоянии, когда реальное выходное напряжение соответствует требуемому, т. е. код X_n равен коду X_{oc} , число включенных ключей SA'_{1n} соответствует коду $Z = X_3$, при этом поддерживается общий коэффициент трансформации, обеспечивающий равновесное состояние. При уменьшении выходного напряжения код X_{oc} станет меньше кода X_3 и на выходе сумматора $SM1$ формируется код, который превышает X_3 на величину $X_n - X_{oc}$, при этом на выходе БИ формируется код \bar{Z} , который на эту же величину меньше кода X_3 . Код \bar{Z} соответствует числу уменьшения включенных ключей SA'_{1n} , т. е. увеличению общего коэффициента трансформации АК, причем на величину, которая компенсирует падение выходного напряжения. Таким образом, изменяя задающее воздействие X_3 , можно регулировать величину выходного напряжения в пределах изменения общего коэффициента трансформации АК. Данная структура обеспечивает независимое многопозиционное регулирование величины выходного напряжения и его частоты, причем без искажения заданной формы напряжения. Однако следует отметить, что для осуществления регулирования выходного напряжения необходимо использовать неравномерное квантование по уровню динамического диапазона изменения выходного сигнала.

Список
рекомендуемой
литературы

1. *Боголюбов Н. В., Горононский И. Т.* Тиристорные устройства в системах управления технологическими процессами обработки воды.— К. : Наук. думка, 1982.— 200 с.
2. *Векслер Г. С., Пилинский В. В.* Электропитание электроакустической аппаратуры.— К. : Вища шк. Головное изд-во, 1986.— 383 с.
3. *Гельман М. В., Лохос С. П.* Тиристорные регуляторы переменного напряжения.— М. : Энергия, 1975.— 104 с.
4. *Гречко Э. Н., Тонкаль В. Е.* Автономные инверторы модуляционного типа.— К. : Наук. думка, 1983.— 304 с.
5. *Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры: Справочник / Г. С. Найвельт, К. Б. Мазель, Ч. И. Хусаинов и др. / Под ред. Г. С. Найвельта.*— М. : Радио и связь, 1985.— 576 с.
6. *Кобзев А. В.* Многозонная импульсная модуляция. Теория и применение в системах преобразования параметров электрической энергии.— Новосибирск : Наука, 1979.— 304 с.
7. *Миловзоров В. П., Мусолин А. К.* Дискретные стабилизаторы и формирователи напряжения.— М. : Энергоатомиздат, 1986.— 248 с.
8. *Писарев А. П., Деткин А. П.* Управление тиристорными преобразователями (системы импульсно-фазового управления).— М. : Энергия, 1975.— 326 с.
9. *Подлесный Н. И., Рубанов В. Г.* Элементы систем автоматического управления и контроля: Учебник.— 2-е изд. перераб и доп.— К. : Вища шк. Головное изд-во, 1982.— 477 с.
10. *Поскробко А. А., Братолобов В. Б.* Бесконтактные коммутирующие и регулирующие полупроводниковые устройства на переменном токе.— М. : Энергия, 1978.— 192 с.
11. *Руденко В. С., Сенько В. И., Чиженко И. М.* Основы преобразовательной техники: Учебник.— 2-е изд. перераб. и доп.— К. : Вища шк., 1980.— 424 с.
12. *Сенько В. И.* Преобразователи частоты: Учеб. пособие.— К. : КПИ, 1984.— 100 с.
13. *Скаржепа В. А., Луценко А. Н.* Электроника и микросхемотехника: Учебник.— К. : Вища шк. Головное изд-во, 1989.— 456 с.
14. *Скаржепа В. А., Шелехов К. В.* Цифровое управление тиристорными преобразователями.— Л. : Энергоатомиздат. Ленингр. отд., 1984.— 160 с.
15. *Тиристоры: (технический справочник) Пер. с англ. под ред. В. А. Лабунцова и А. Ф. Свиридова.*— М. : Энергия, 1971.— 560 с.
16. *Яров В. М.* Источники питания электрических печей сопротивления: Учеб. пособие.— Чебоксары : Чуваш. госуниверситет, 1982.— 122 с.

Предметный указатель

- Выпрямители неуправляемые 219
 - управляемые 224
- Двигатели переменного тока 13
 - постоянного тока 10
 - шаговые 15
- Инверторы автономные 268
 - ведомые сетью 268
- Исполнительные органы 10
 - однофазных регуляторов 40
 - релейных регуляторов 205
 - трехфазных регуляторов 40
- Классификация ИО регуляторов 39
 - способов управления ЭР 32
 - формирователей сигнала управления 152
- Ключи тиристорные 7
 - транзисторные 206
- Коэффициент искажений 50
 - мощности 50
 - несимметрии 50
 - передачи ЭР 45
 - трансформации 202
- Мощность активная 47
 - искажений 48
 - несимметрии 48
 - полная 48
 - реактивная 48
- Оборудование электротермическое 15
 - Объекты управления 5
- Период регулирования 134
- Помехи ЭР 25
- Преобразователи мощности 62
 - частоты двухзвенные 288
 - — однозвенные 281
- Регуляторы переменного напряжения 31
 - — однофазные 69
 - — релейные и релейно-импульсные 199
 - — с НЧ управлением 31
 - — с управлением на основной частоте 68
 - — трехфазные 76
 - — постоянного напряжения 231
 - — тиристорные 237
 - — транзисторные 232
- Способы управления ЭР 31
- Стабилизаторы напряжения 247
 - импульсные 263
 - интегральные 260
 - компенсационные 251
 - параметрические 249
- Схемы управления ЭУПА 21
 - ИРПН 243
 - прецизионных регуляторов 91
 - трехфазных регуляторов 107
 - цифровые 106
 - ЭР и НЧ управлением 148
 - ЭР с фазовым управлением 85
- Узлы согласования 187
- Фильтры LC-типа 244
 - RC-типа 245
 - электронные 246
- Формирователи сигнала управления 22
 - Функции передаточные исполнительных двигателей 11
 - электронных регуляторов 103
 - электротермического оборудования 16
- Характеристики возмущений ЭР 18
 - динамические 61
 - качественные 55
 - регулировочные 45
 - релейных регуляторов 203
 - энергетические 45
- Элементы регулирующие 10

Краснопрошина Аида Андреевна
Скаржепа Владимир Антонович
Кравец Петр Иванович

ЭЛЕКТРОНИКА И МИКРОСХЕМОТЕХНИКА

Часть вторая

Электронные устройства
промышленной автоматики

Художественный редактор

С. П. Духленко

Переплет художника

Г. М. Балона

Технический редактор

Л. Ф. Волкова

Корректоры

И. Е. Бей, С. А. Хортова

ИБ 12807

Сдано в набор 18.02.88. Подписано в печать 06.01.89.
БФ 02502. Формат 60×90/16. Бум. тип. № 2. Гарни-
тура литературная. Высокая печать. Усл. печ. л. 19.
Усл. кр.-отг. 19. Уч.-изд. л. 20,76. Тираж 18 000 экз.
Изд. № 8296. Зак. 8—1882. Цена 1 р.

Головное издательство издательского объединения
«Выща школа». 252054, Киев, ул. Гоголевская, 7.

Головное предприятие республиканского производст-
венного объединения «Полиграфкинга». 252057, Киев,
ул. Довженко, 3.