

В.М.Терехов

ЛЕМЕНТЫ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Для студентов вузов

В. М. Терехов

ЭЛЕМЕНТЫ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Допущено Министерством высшего и среднего
специального образования СССР
в качестве учебника для студентов вузов,
обучающихся по специальности «**Электропривод**
и автоматизация промышленных установок»



МОСКВА
ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ
1987

ББК 31.291
Т 35
УДК 62—83:681.51(075.8)

Рецензенты: кафедра «Автоматическое управление промышленными установками и технологическими процессами» Куйбышевского политехнического ин-та им. В. В. Куйбышева (зав. кафедрой доктор техн. наук В. Н. Михельевич); доктор техн. наук Г. М. Иванов

Терехов В. М.

Т 35 **Элементы автоматизированного электропривода: Учебник для вузов. — М.: Энергоатомиздат, 1987. — 224 с.: ил,**

Изложены основные функциональные свойства силовых и управляющих элементов, входящих в состав автоматизированного электропривода. Дано математическое описание регуляторов и датчиков. Рассмотрены структурные схемы и алгоритмы работы простых и комплексных цифровых элементов, а также структура микропроцессора как комплексного элемента высшего функционального уровня.

Для студентов, обучающихся по специальности «Электропривод и автоматизация промышленных установок». Может быть полезен для инженерно-технического персонала, работающего в области автоматизированного электропривода.

2302050000—376
Т ————— 205-87
051(01)-87

ББК 31,291

© Энергоатомиздат, 1987 |

ПРЕДИСЛОВИЕ

Современные высокие требования к производительности различных механизмов и качеству изготавливаемых изделий могут быть обеспечены только на основе автоматизации промышленных электроприводов. Успех автоматизации зависит в значительной мере от технических средств ее реализации, т. е. от индивидуальных свойств всех отдельных устройств или элементов, совокупность которых образует промышленную электромеханическую систему — автоматизированный электропривод. Элементная база, практически обеспечивающая автоматизацию и реализующая требуемые свойства систем электропривода, является объектом изучения в дисциплине «Элементы автоматизированного электропривода».

Многие отобранные к изучению элементы знакомы учащимся по принципу действия, внутреннему устройству, проектированию и т. п. из других дисциплин, к которым следует отнести «Электрические машины», «Электрические аппараты», «Промышленную электронику». Однако для понимания современных электросистем автоматизированного электропривода, умения их анализировать и рассчитывать, оптимально построить и детально спроектировать необходимо также знать функциональные свойства элементов относительно их входных и выходных координат. Задачей дисциплины «Элементы автоматизированного электропривода» является приобретение умения математически описывать взаимосвязь входных и выходных величин элемента, составлять его функциональную и структурную схему, передаточную функцию, определять параметры расчетных схем, анализировать свойства элемента как звена динамической системы, а также выбрать элемент на основе его технических данных.

Приобретенные знания необходимы для усвоения последующих дисциплин, и в первую очередь «Теории

электропривода» и «Систем управления электроприводами». Базируясь на таких общетехнических дисциплинах, как «Теория автоматического управления», «Электрические машины», «Промышленная электроника» и др., дисциплина «Элементы автоматизированного электропривода» является как бы переходным соединительным мостом, связывающим указанные курсы с базовыми и профилирующими дисциплинами специальности 0628.

В классификации элементов автор стремился выделить наиболее существенные и общие черты, сохраняющиеся в условиях расширяющегося разнообразия элементов и их технического и конструктивного исполнения. В выделенных группах силовых и управляющих элементов основное внимание уделялось наиболее важным и унифицированным применительно к автоматизированному электроприводу элементам, т. е. типовым элементам, а также дискретным элементам цифровых и микропроцессорных систем управления, сфера применения которых в настоящее время расширяется.

В данной книге, предназначенной в качестве учебника, автор стремился с возможной полнотой изложить материал в соответствии с программой дисциплины «Элементы автоматизированного электропривода» по специальности 0628 с пятилетним сроком обучения. В содержании книги и методике изложения нашла отражение практика многократного чтения этого курса студентам специальности «Электропривод и автоматизация промышленных установок» в МЭИ.

Автор считает своим приятным долгом выразить благодарность рецензентам коллективу кафедры «Автоматическое управление промышленными установками и технологическими процессами» Куйбышевского политехнического ин-та им. В. В. Куйбышева (зав. кафедрой доктор техн. наук В. Н. Михелькевич) и доктору техн. наук Г. М. Иванову, редактору канд. техн. наук В. Л. Кацевичу, а также канд. техн. наук В. М. Хуторецкому за помощь в подборе ряда примеров.

Автор будет признателен за все замечания по содержанию книги, которые следует направлять в адрес «Энергоатомиздата»: 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Автор

Глава первая

ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕМЕНТОВ

1.1 Понятие и классификация элементов

Эта глава объединяет наиболее общие вопросы, относящиеся ко всем изучаемым в данном курсе элементам. Дается функциональное представление об элементе, его характеристиках и режимах работы, месте и значении в системе автоматизированного электропривода (АЭП). Элемент рассматривается обобщенно, как некоторый «черный ящик» с неизвестным внутренним содержанием, но известными внешними свойствами относительно его входных и выходных величин. Показывается возможность улучшения свойств и формирования необходимых характеристик управления преобразовательного и усилительного элементов с помощью обратной связи по выходной координате.

Под термином «элемент» системы автоматики будем понимать устройство, входящее в состав автоматизированной системы управления как конструктивная или техническая единица, выполняющее определенную функцию управления и обладающее относительно простыми свойствами между его входными и выходными величинами. Из данного определения следует, что элемент — это не математическая модель или звено, а реальное, конструктивно оформленное техническое устройство. В понятие элемента включены не все элементы, обслуживающие автоматизированную систему, а только те, которые выполняют управляющую функцию. Элемент относительно прост лишь по внешним свойствам, а по внутренним процессам, принципу действия и устройству он может представлять собой весьма сложную физическую систему.

Многообразие систем автоматики обуславливает огромный класс элементов даже при сделанных ограни-

чениях в понятии элемента. Применительно к специальности «Электропривод и автоматизация промышленных установок» круг элементов сужается и ограничивается рамками систем АЭП. Элементы, совместно составляющие АЭП, изображены в виде структурной схемы на рис. 1.1. Эта схема поясняет место и значение элемента в составе АЭП и дает основание для классификации элементов.

Элементы по энергетическому признаку можно подразделить на две группы:

силовые элементы, через которые основной поток энергии проходит, преобразуется ими и подводится к конечному объекту управления — рабочему органу *РО*; эти элементы составляют силовую, энергетическую часть АЭП (правая часть от осевой штрихпунктирной линии на рис. 1.1);

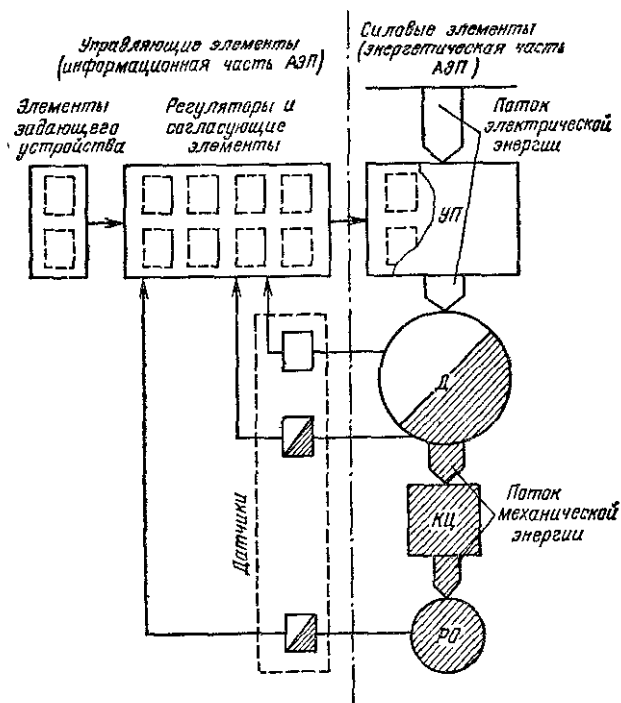


Рис. 1.1. Структурная схема автоматизированного электропривода, силовые и управляющие элементы в его составе

управляющие элементы, которые вырабатывают, преобразуют и подводят сигналы управления силовыми элементами, через которые реализуется управление энергетическим потоком; эти элементы составляют информационную часть электропривода (левая часть от осевой штрихпунктирной линии на рис. 1.1).

К *силовым элементам* относятся управляемые преобразователи *УП*, подводящие электрическую энергию к двигателю, сами двигатели, механические преобразовательные элементы, составляющие кинематическую цепь *КЦ*, рабочие органы производственных механизмов *РО*. Основным силовым элементом является двигатель *Д*. Именно двигатель осуществляет электромеханическое преобразование энергии, что составляет физико-энергетическую сущность электропривода. Поэтому двигатель как главный элемент *АЭП* является совместно с электрическими входными цепями и выходной механической частью объектом изучения в курсе «Теория электропривода». К дисциплине «Элементы автоматизированного электропривода» отнесен один вид силового элемента — управляемый преобразователь. Однако данный силовой элемент объединяет в своем понятии большое разнообразие преобразователей. По функциональному признаку их можно подразделить на три категории: преобразователи напряжения (источники напряжения), преобразователи тока (источники тока), преобразователи частоты. В зависимости от вида преобразования энергии можно выделить преобразователи электромеханические (например, генераторы постоянного и переменного тока), электромагнитные (магнитные усилители, индуктивно-емкостные источники тока), электрические (полупроводниковые преобразователи).

Наиболее многочисленную современную группу преобразователей составляют полупроводниковые преобразователи: тиристорные преобразователи переменного тока в постоянный ток, транзисторные преобразователи постоянного тока с широтно-импульсной модуляцией, тиристорные и транзисторные преобразователи частоты с автономными инверторами и с непосредственной связью с сетью.

Управляющие элементы по сравнению с силовыми характеризуются большим разнообразием и большей быстротой развития, в особенности применительно к элементам, построенным на базе микроэлектроники.

В зависимости от места в структуре АЭП управляющие элементы можно разделить на две группы:

элементы, формирующие задание на движение и определяющие статические и динамические свойства АЭП; эти элементы образуют систему управления электроприводом и являются его неотъемлемой частью;

элементы, формирующие свойства силового элемента и входящие в его состав неотъемлемой частью; эти элементы при исследовании АЭП отдельно не рассматриваются, а математическое описание силового элемента дается с учетом управляющего элемента в его составе.

Объектом изучения в данном курсе являются управляющие элементы первой группы, которую, в свою очередь, можно подразделить по функциональному признаку на следующие подгруппы:

элементы задающего устройства, которые вырабатывают сигналы, формирующие технологическую программу работы АЭП;

регуляторы, которые выполняют преобразование сигнала, необходимое для регулирования соответствующей координаты электропривода;

датчики, которые преобразуют контролируемую координату в электрический сигнал, используемый как сигнал обратной связи;

согласующие элементы, которые согласуют входные и выходные координаты соединяемых управляющих элементов по техническим характеристикам, роду тока, типу и уровню сигнала и т. п.

Данная классификация не исключает, а, напротив, предполагает большое разнообразие управляющих элементов по техническому исполнению. Примерами элементов задающего устройства могут служить аналоговые и цифровые датчики интенсивности, программные блоки, построенные на логических дискретных элементах. В качестве регуляторов используются типовые блоки, выполненные на основе операционных усилителей. Примерами датчиков скорости и положения являются тахогенераторы постоянного и переменного тока, синусы, импульсные, индукционные и оптические поворотные датчики. К согласующим элементам могут быть отнесены фазовые детекторы, эмиттерные повторители, усилители мощности, цифро-аналоговые и аналого-цифровые преобразователи и т. д.

Таким образом, функции регуляторов и датчиков могут выполнять элементы как аналоговые, так и цифровые, в качестве элементов задающего устройства и регуляторов могут использоваться как специализированные элементы — задатчики и блоки регуляторов, так и вычислительные элементы унифицированной микро-ЭВМ. Разнообразие и непрерывное развитие элементной базы современных систем АЭП не нарушают функциональной классификации управляющих элементов, положенной в основу построения данного курса, а приводят лишь к небольшим корректировкам, которые периодически могут вноситься в содержание рабочей программы курса «Элементы автоматизированного электропривода».

1.2. Основные координаты и характеристики элементов

Общей математической моделью элемента может служить многополюсник, полюсам которого соответствуют внешние координаты элемента (рис. 1.2). В состав выделенных внешних координат входят x_1, x_2, \dots, x_n — входные управляющие воздействия, y — выходная величина, U — возмущающее воздействие по источнику питания, z — возмущающее воздействие по нагрузке.

Координатами элемента являются функциональные величины, аналоговые и дискретные, которые могут не совпадать с их физическими носителями. Например, в качестве управляющего воздействия может быть принята фаза, а ее физическим носителем является электрический импульс соответствующего напряжения; выходной величиной может быть частота, а ее физической реализацией — напряжение, ток, последовательность

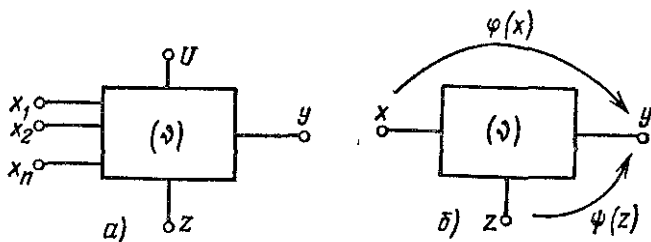


Рис. 1.2. Исходное (а) и упрощенное (б) представление элемента как многополюсника

импульсов. Внутри элемента можно выделить некоторую величину v — внутреннюю координату, которая имеет определяющее значение в формировании выходной величины. Например, для генератора при постоянной угловой скорости ЭДС (выходная величина) определяется результирующей МДС возбуждения, а для тиристорного преобразователя ЭДС является функцией угла открытия тиристоров.

Для элементов, выходной величиной которых принята ЭДС или напряжение, возмущающим воздействием по нагрузке z является ток выходной цепи, а возмущением по источнику питания v — колебания напряжения сети. В дальнейшем будем полагать, что источник питания достаточно мощный и возмущение v отсутствует, при этом элемент будет характеризоваться тремя внешними координатами: x , y , z .

Выходная величина представляет собой функцию двух переменных: $y = f(x, z)$. Принимая возмущающее воздействие за неизменный параметр, получаем семейство характеристик

$$y = \varphi(x) \text{ при } z = \text{const}, \quad (1.1)$$

которые будем называть характеристиками *управления* (рис. 1.3, а). Зависимость выходной координаты от входной характеризует управляющее свойство элемента. Если входное воздействие принять за неизменный параметр, а величину z — за аргумент, то функция $f(x, z)$ представится другим семейством характеристик:

$$y = \psi(z) \text{ при } x = \text{const}, \quad * \quad (1.2)$$

которое назовем семейством *внешних характеристик* (рис. 1.3, б).

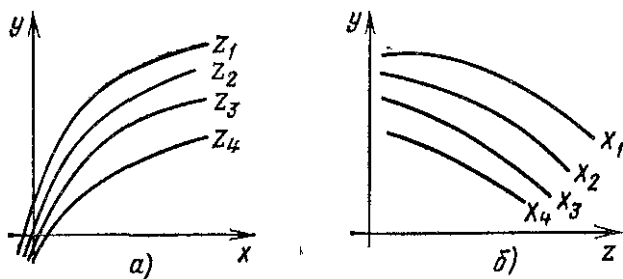


Рис. 1.3. Характеристики управления (а) и внешние характеристики элемента (б)

Эти зависимости определяют реакцию элемента на нагрузку. Возмущение по нагрузке вносит неоднозначность в функции управления, что отрицательно сказывается на управляющем свойстве элемента, так как нарушается определенность передачи управляющего входного сигнала элементом. Чем меньше наклон внешних характеристик, тем меньше вносятся искажения в характеристики управления. Если $dy/dz = 0$ для всего диапазона заданного изменения величин z и x , то возмущения по нагрузке не влияют на характеристики управления, при этом семейство кривых вырождается в одну характеристику управления $y = \varphi(x)$, не зависящую от изменения параметра g . Отсутствие влияния возмущений по нагрузке характерно для элементов управления дискретного действия.

Итак, общая исходная модель элемента в виде «черного ящика» многополюсника с внешними координатами x, y, z (см. рис. 1.2, б) дополнена определенным содержанием. Так, выяснено, что главная функция элемента — управляющая, в соответствии с которой входное воздействие преобразуется и передается на выход элемента. Преобразование воздействия определяется характеристикой управления. Возмущение по нагрузке в общем случае вносит искажение в преобразование управляющего сигнала.

При наличии нескольких входов для координаты x элемент выполняет сначала функцию суммирования, а затем функцию преобразования результирующего управляющего сигнала. При этом выполняется свойство равнозначности, или идентичности, входов, а именно одна и та же характеристика управления может быть отнесена к любому входному воздействию, когда другие воздействия равны нулю, или к суммарному воздействию, т. е.

$$y = \varphi(a_1 x_1) = \dots = \varphi(a_n x_n) = \varphi(a_1 x_1 + \dots + a_n x_n), \quad (1.3)$$

$$x_2 = \dots = x_n = 0; \quad x_1 = \dots = x_{n-1} = 0,$$

где a_1, \dots, a_n — масштабируемые постоянные коэффициенты, обеспечивающие равенство (1.3).

Для широкого класса аналоговых элементов электропривода возможна дальнейшая конкретизация их функционального представления. Выходная координата формируется физически, как было отмечено выше, не-

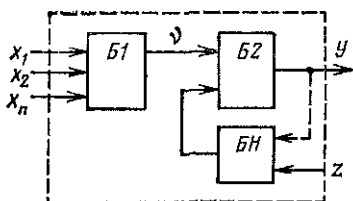


Рис. 1.4, Блочная структурная модель элемента

для $B1$. В выходном блоке $B2$ величина v преобразуется в выходную координату y . Влияние возмущения по нагрузке учитывается как дополнительный сигнал μ на входе $B2$. Для обеспечения равнозначности входных сигналов блока $B2$ возмущение по нагрузке подается на вход $B2$ в общем случае в виде нелинейной функции $\mu(z, y)$, которая формируется в блоке нагрузки BH . В соответствии с полученным блочным представлением элемента, изображенным на рис. 1.4, имеем характеристики управления:

для входного блока $B1$

$$y = \varphi_1(x); \quad (1.4)$$

для выходного блока $B2$

$$y = \varphi_2(v + \mu); \quad (1.5)$$

для элемента в целом

$$y = [\varphi_1(x) + \mu(z, y)] = \varphi(x, z). \quad (1.6)$$

Рассмотрим характерные для элементов случаи. Входной сигнал возмущающего воздействия μ является функцией только нагрузки z , т. е. $\mu = \mu(z)$. Тогда при линейном блоке $B1$, когда $\varphi_1(x) = k_1 x$, характеристики управления элемента определяются выражением

$$y = \varphi_2[k_1 x + \mu(z)] = \varphi_2[k_1(x + \mu(z)/k_1)]. \quad (1.7)$$

Из (1.7) следует, что при $x = \text{const}$ характеристики управления конгруэнтны в направлении оси x (рис. 1.5, а). При линейном блоке $B2$ характеристики управления

$$y = \varphi_2(v + \mu) = k_2 [\varphi_1(x) + \mu(z)] \quad (1.8)$$

при $z = \text{const}$ конгруэнтны в направлении оси y (рис. 1.5, б). Если дополнительно будет также линейным блок

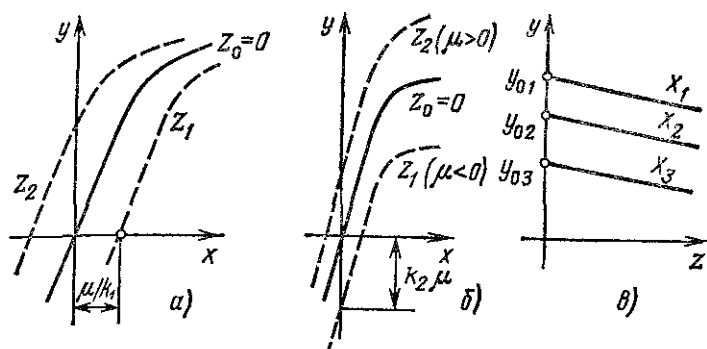


Рис. 1.5. Характеристики управления при линейных блоках входном (а), выходном (б) и внешние характеристики при линейном блоке нагрузки элемента (в)

нагрузки $БН$, когда $\mu(z) = -k_n z$, то внешние характеристики элемента

$$y = k_2 \varphi_1(x) - k_2 k_n z = y_0(x) - k_2 k_n z \quad (1.9)$$

будут линейны. Согласно терминологии теории автоматического управления коэффициенты пропорциональности для линейных характеристик управления получают названия передаточных коэффициентов соответственно для $Б1$ k_1 , для $Б2$ k_2 и для всего элемента $k = k_1 k_2$.

Таким образом, математическая модель блочного типа (см. рис. 1.4) дает определенную детализацию в функциональном представлении элемента по сравнению с исходной моделью в виде простого многополюсника (см. рис. 1.2). Применительно к отобранному для изучения классу элементов АЭП расчетная модель с двухкаскадным преобразованием входного управляющего сигнала оказывается достаточно общей. В ней отражаются и нелинейность преобразования, и учет влияния нагрузки. Следует отметить, что выделенные входной и выходной блоки элемента могут характеризоваться не только нелинейностью, но и инерционностью. В элементах инерционность обусловлена главным образом электромагнитными цепями, а также конденсаторными фильтрами во входных и выходных цепях. При наличии инерционности характеристики (1.1), (1.2), (1.4) — (1.6) становятся статическими, т. е. справедливыми только в установившихся режимах. Наиболее просто инерционность учитывает-

ся для линейных цепей. Поэтому в дальнейшем блок *Б1* или *Б2*, обладающий учитываемой инерционностью, будем в основном рассматривать в линейном приближении, когда его характеристика аппроксимируется отрезками прямой. Линеаризованный блок математически описывается как аperiodическое звено:

блок *Б1*

$$(T_1 p + 1) v = k_1 x; \quad (1.10)$$

блок *Б2*

$$(T_2 p + 1) y = k_2 (v + \mu), \quad (1.11)$$

где T_1 и T_2 — постоянные времени входного и выходного блоков, с.

В составе АЭП элементы соединены между собой. При последовательном соединении входной блок *Б1* последующего элемента служит нагрузочной цепью для выходного блока *Б2* предыдущего элемента. Поэтому важными параметрами элемента являются его входное и выходное сопротивления. Пусть входной величиной x будет напряжение $U_{вх}$, а выходной величиной y — ЭДС E . Тогда блочную функциональную модель элемента можно преобразовать в электрическую схему замещения, состоящую из двух цепей — входной с сопротивлением $R_{вх}$ и выходной с ЭДС E и сопротивлением $R_{вых}$ (рис. 1.6, а).

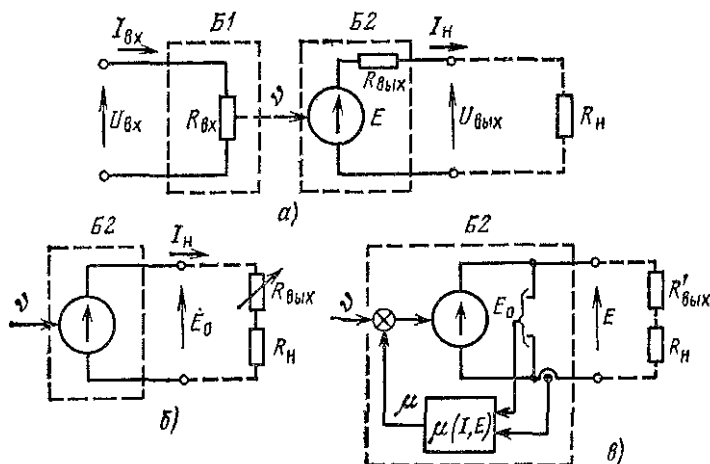


Рис. 1.6. Исходная (а) и преобразованные (б, в) расчетные схемы замещения элемента

Ток цепи нагрузки I_H является возмущающим воздействием для данного элемента. Входное сопротивление определяется отношением

$$R_{вх} = U_{вх} / I_{вх}, \quad (1.12)$$

а выходное сопротивление — выражением

$$R_{вых} = [E_0 - U_{вых}(I_H)] / I_H, \quad (1.13)$$

где $E_0 = U_{вых0}$ — ЭДС холостого хода, равная напряжению при токе нагрузки $I_H = 0$.

Наличие $R_{вых}$ делает неоднозначной зависимость $U_{вых}$ от управляющего воздействия, поэтому за выходную координату желательно принимать не напряжение, а ЭДС, вынося величину $R_{вых}$ из элемента и добавляя ее к сопротивлению нагрузки (рис. 1.6, б). Величина $R_{вых}$, рассчитываемая с помощью выражения (1.13), может быть представлена в общем случае в виде суммы двух составляющих:

$$R_{вых} = R'_{вых} + R''_{вых}, \quad (1.14)$$

где $R'_{вых} = \text{const}$ — линейная составляющая результирующего сопротивления, т. е. постоянное сопротивление внутренней цепи элемента, Ом; $R''_{вых}$ — нелинейная составляющая результирующего сопротивления, зависящая от тока нагрузки и ЭДС, Ом.

Так, для генератора постоянного тока сопротивление $R'_{вых}$ определяется сопротивлением якоря, а сопротивление $R''_{вых}$ обусловлено реакцией якоря, для тиристорного преобразователя $R'_{вых}$ соответствует результирующему сопротивлению источника питания, приведенному к выпрямленной цепи, а $R''_{вых}$ обусловлено режимом прерывистого тока. При наличии составляющей $R''_{вых}$ сопротивление $R_{вых}$ нежелательно относить к величине R_H , так как при этом параметры нагрузочной цепи оказываются переменными, что затрудняет выполнение анализа и синтеза системы АЭП с данным элементом. Более удобным способом учета нелинейного сопротивления $R''_{вых}$ оказывается форма обратной связи по цепи нагрузки (рис. 1.6, в), при этом постоянную составляющую сопротивления $R_{вых}$ относят к R_H , за выходную координату принимают ЭДС

$$E = E_0 - I_H R''_{вых}, \quad (1.15)$$

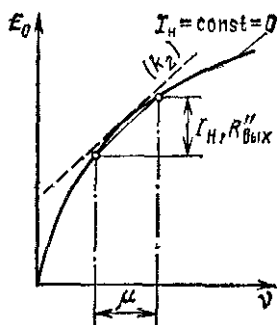


Рис. 1.7. Нелинейная и линеаризованная характеристики управления элемента

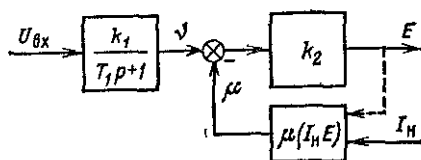


Рис. 1.8. Структурная схема элемента с инерционным входным блоком

а на вход блока $B2$ подается сигнал отрицательной обратной связи

$$\mu = \mu(I_H, E) = I_H R''_{\text{вых}} / k_2, \quad (1.16)$$

где $k_2 = dE_0/dv$ — среднее значение передаточного коэффициента на интервале изменения ЭДС от E_0 до $E_0 - I_H R_{\text{вых}}$ (рис. 1.7).

Таким образом, согласно схеме замещения, изображенной на рис. 1.6, σ , выходная цепь элемента представляется электрическим контуром с неизменными параметрами и ЭДС, определяемой по характеристике управления холостого хода с учетом нелинейной обратной связи в общем случае по току и ЭДС.

При линеаризации характеристики выходного блока, когда

$$\Delta E_0 = k_2 v, \quad (1.17)$$

где $k_2 = dE_0/dv = \text{const}$, и при линейной инерционной входной цепи для элемента может быть записано выражение

$$E = \left[\frac{k_1 U_{\text{вх}}}{T_1 p + 1} - \mu(I_H, E) \right] k_2, \quad (1.18)$$

где $k_{e1} = v/(U_{\text{вх}})$ — передаточный коэффициент входной цепи; T_1 — постоянная времени входной цепи, с.

Выражению (1.18) соответствует структурная схема, изображенная на рис. 1.8.

1.3. Формирование характеристик с помощью обратной связи по выходной координате

К характеристикам элементов АЭП предъявляются требования, соответствующие необходимым статическим и динамическим свойствам элемента. К таким свойствам применительно к важной группе элементов — управляемым преобразователям (УП) относятся необходимое значение и стабильность коэффициента усиления, ограничение на требуемом уровне выходной координаты, требуемый статизм внешней характеристики и т. п. Отмеченные свойства можно придать УП при использовании обратной связи по выходной координате в сочетании с дополнительным входным безынерционным усилителем с ограничением по выходу. Следует отметить, что речь идет о дополнительно вводимой обратной связи, а не о той функциональной связи, которая может быть выделена в составе элемента, как это было показано в § 1.2 (см. рис. 1.6, в и 1.8).

Структурная схема УП с дополнительными обратной связью и усилителем представлена на рис. 19. Так как практически выходной величиной УП является напряжение

$$U_{\Pi} = E_{\Pi} - I_{\Pi} R_{\Pi}, \quad (1.19)$$

то обратная связь по напряжению будет состоять из двух составляющих; связи по ЭДС и связи по току, т. е.

$$U_{o,n} = k_{o,n} E_{\Pi} - k_{o,n} R_{\Pi} I_{\Pi}, \quad (1.20)$$

где $R_{\Pi} = R_{\text{вых}}$ — постоянное сопротивление внутренней цепи преобразователя, Ом; $k_{o,n}$ — коэффициент обратной связи по напряжению.

Рассмотрим задачу стабилизации напряжения VII в заданном диапазоне тока нагрузки от $I_{\Pi} = 0$ до $I_{\Pi} = I_{\text{max}}$.

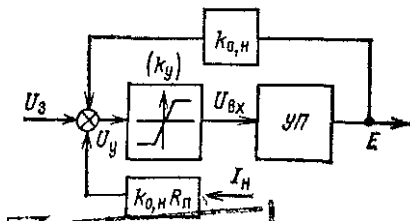


Рис. 19. Структурная схема управляемого преобразователя с входным усилителем и обратной связью по напряжению

Степень стабилизации определяется статизмом внешней характеристики

$$\delta = (E_0 - U_{\text{ном}})/E_0 = [I_{\text{ном}} R_{\Pi} - (E_{\text{ном}} - E_0)]/E_0, \quad (3.21)$$

где $E_{\text{ном}}$, $U_{\text{ном}}$, $I_{\text{ном}}$ — номинальные значения ЭДС, напряжения и тока нагрузки.

Данную задачу решим с помощью отрицательной обратной связи по напряжению. Пусть известны коэффициент обратной связи $k_{o,n}$ и исходные характеристики УП и усилителя в предположении, что $R_{\text{вых}} = 0$ и $k_y = \text{const}$ (рис. 1.10, б). Тогда можно построить результирующие характеристики для замкнутого контура УП $E = \varphi_z(U_z)$ и $E = \psi_z(I_n)$. Для усилителя справедливы следующие выражения:

$$U_{\text{вх}} = k_y U_y = k_y (U_z \sim k_{o,n} E + k_{o,n} R_{\Pi} I_n), \quad (1.22)$$

если напряжение управления U_y меньше или равно напряжению на конце линейного участка характеристики усилителя U_k (рис. 1.10, б);

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{наг}} = \text{const}, \quad (1.23)$$

если $U_y > U_k$.

При $U_z = \text{const}$ и $I_n = \text{const}$ ЭДС и $U_{\text{вх}}$ согласно (1.22) связаны линейной зависимостью

$$E = \left(\frac{U_z}{k_{o,n}} + I_n R_{\Pi} \right) - \frac{1}{k_y k_{o,n}} U_{\text{вх}}, \quad (1.24)$$

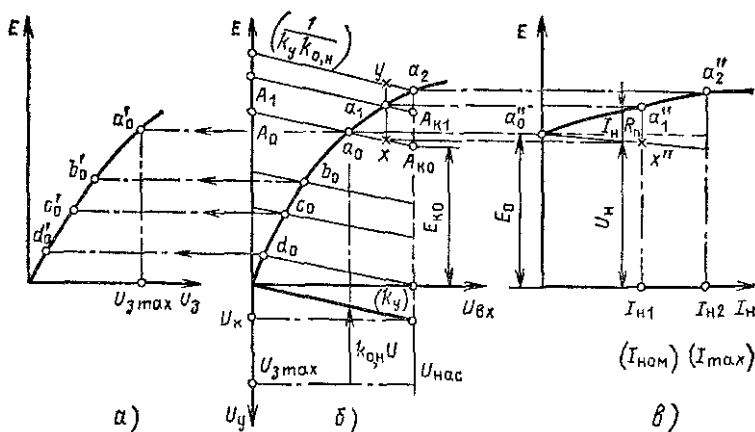


Рис. 1.10. Характеристики управления преобразователя и усилителя с отрицательной связью по напряжению (а), без обратной связи (б) и внешняя характеристика преобразователя с отрицательной связью по напряжению (в)

которая в осях E , $U_{вх}$ представляется прямой линией, проходящей через точки A_1 и $A_{к1}$, отмеченные на рис. 1.10, б. Для точки A_1 , для которой $U_{вх} = 0$ и $I_n = I_{н1}$, ЭДС УП определится в соответствии с (1.24):

$$E'_1 = U_3/k_{о,н} + I_{н1} R_{п}. \quad (1.25)$$

для точки $A_{к1}$, для которой $U_{вх} = U_{нас}$ и $I_n = I_{н1}$, ЭДС

$$\text{УП равна: } E_{к1} = (U_3 - U_{к})/k_{о,н} + I_{н1} R_{п}. \quad (1.26)$$

Пересечение прямой $A_1 A_{к1}$ с характеристикой управления УП $\phi(U_{вх})$ дает точку a_1 , которая определит значение ЭДС УП с учетом обратной связи при $I_n = I_{н1}$. Если $I_n = 0$, то прямая пройдет через точки A_0 и $A_{к0}$, которым соответствуют ЭДС

$$E'_0 = U_3/k_{о,н}; \quad (1.27)$$

$$E'_{к0} = (U_3 - U_{к})/k_{о,н}. \quad (1.28)$$

Точка пересечения a_0 определит ЭДС E_0 в режиме холостого хода. В осях E , U_3 этой точке соответствует точка a_0 (рис. 1.10, б), а в осях E , $I_n = a''$ (рис. 1.10, в). Задаваясь рядом значений U_3 , можно получить совокупность точек a , b , c , d , по которым строится результирующая характеристика управления $E = \phi_3(U_3)$ для $I_n = \text{const}$ (точки a_0 , b_0 , c_0 , d_0 для $I_n = 0$ на рис. 1.10, а). Задаваясь рядом значений тока при $U_3 = \text{const}$, находим точки a_0 , a_1 , a'' , определяющие результирующую внешнюю характеристику $E = \psi_3(I_n)$ (рис. 1.10, в).

Решим обратную задачу: по заданному статизму внешней характеристики (1.21), номинальным значениям тока и напряжения и при известной характеристике управления УП определить параметры обратной связи и входного усилителя. Пусть $I_{н1}$ равен известному номинальному току, а $I_{н2}$ — заданному максимальному току, в пределах которого требуется стабилизация напряжения УП. Тогда находятся значения ЭДС холостого хода и номинальной нагрузки:

$$E_0 = U_{ном}/(1 - \delta); \quad (1.29)$$

$$E_{ном} = U_{ном} + I_{ном} R_{п}. \quad (1.30)$$

Точки x'' , a''_0 и a''_1 , соответствующие величинам $U_{ном}$, E_0 и $E_{ном}$, отмечаются в координатах E , I_n (рис. 1.10, в). В плоскости с координатами E , $U_{вх}$ им соответствуют

точки x , a_0 и a_1 (рис. 1.10, б). Через точки a_0 и x проводится прямая, наклон которой согласно (1.24) определяет значение $1/k_y k_{0,н}$. От точки x по вертикальной линии откладывается вверх отрезок, равный произведению $I_{max} R_{п}$. Через полученную точку y проводится прямая, параллельная $a_0 x$, пересечение которой с характеристикой управления определит точку a_2 , соответствующую максимальной ЭДС при $I_{н2} = I_{max}$. Абсцисса точки a_2 даст допустимое значение $U_{нас}$ усилителя. Так как согласно (1.27) и (1.28),

$$U_s/U_k = E'_0 / (E'_0 - E_{к0}), \quad (1.31)$$

то, если задаться максимальным значением задающего напряжения $U_{зmax}$, можно найти значения U_k , коэффициента усиления усилителя и коэффициента обратной связи:

$$U_k = U_{зmax} \frac{E'_0 - E_{к0}}{E'_0}; \quad (1.32)$$

$$k_y = U_{нас} / U_k; \quad (1.33)$$

$$k_{0,н} = \frac{U_{нас}}{E'_0 - E_{к0}} \frac{1}{k_y}. \quad (1.34)$$

Таким образом, на основании заданного статизма УП по напряжению определяется внешняя характеристика УП (точки a_0 , a_1 , a_2 на рис. 1.10, в) при $U_{зmax} = \text{const}$, а также обеспечивающие значение 6 параметры усилителя и обратной отрицательной связи по напряжению. Очевидно, что при меньших значениях задающего напряжения обратная связь действует сильнее, так как коэффициент усиления УП, как это следует из характеристики управления (рис. 1.10, а), будет выше, и падение напряжения становится меньше.

Задача построения характеристик для УП с обратной связью упрощается, если исходная характеристика управления УП линейна, т. е.

$$E = k_{п} U_{вх}. \quad (1.35)$$

В этом случае с учетом (1.22) получим

$$E = \frac{1}{1 + k'_y k_{п} k'_{0,н}} (U_{зп} + k_{0,н} R_{п} I_{н}); \quad (1.36)$$

$$\epsilon = \frac{I_{п} R_{п}}{1 + k_y k_{п} k_{0,н}} \frac{1}{E_0}. \quad (1.37)$$

При большом коэффициенте усиления, когда $k_y k_{\Pi} k_{0, \Pi} \gg 1$,

$$E \approx \frac{U_3}{k_{0, \Pi}} + I_{\Pi} R_{\Pi}; \quad (1.38)$$

$$\delta \approx 0; \quad U \approx \text{const.}$$

Таким образом, отрицательная обратная связь по напряжению поддерживает его постоянным при изменении тока нагрузки с точностью до значения статизма (1.37). Физически стабилизация напряжения объясняется тем, что при увеличении тока нагрузки снижение напряжения уменьшает отрицательный сигнал обратной связи, что приводит при неизменном задающем напряжении к росту ЭДС элемента. Чем больше коэффициент усиления, тем сильнее действует обратная связь и в большей мере возрастает ЭДС. Теоретически при $k_y = \infty$ напряжение не зависит от тока нагрузки и УП становится идеальным регулируемым источником напряжения с внешними линейными характеристиками, параллельными оси абсцисс (рис. 1.11). Как видно из рис. 1.10, в и 1.11, действие обратной связи прекращается, когда усилитель входит в насыщение ($U_y > U_{\text{кн}}$ на рис. 1.10, б) и ЭДС достигает максимального значения $E_{\text{max}} = k_{\Pi} U_{\text{нас}}$, которое остается неизменным при дальнейшем росте I_{Π} .

Рассмотрим влияние положительной обратной связи по напряжению на характеристики УП на примере схемы с промежуточным усилителем, приведенной на рис. 1.9, в которой связь по ЭДС ($k_{0, \Pi} E$) положительна, а потоку ($k_{0, \Pi} R_{\Pi} I_{\Pi}$) отрицательна. Тогда

$$U_{\text{вх}} = k_y (U_3 + k_{0, \Pi} E - k_{0, \Pi} R_{\Pi} I_{\Pi}). \quad (1.39)$$

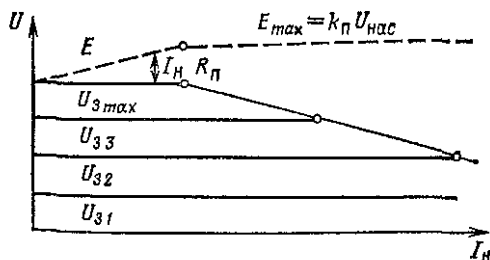


Рис. 1.11. Внешние характеристики управляемого источника напряжения

Если характеристика управления УП линейна, т. е. $E = k_{\Pi} U_{\text{вх}}$, то с учетом (1.39) получим выражение для ЭДС:

$$E = \frac{k_y k_{\Pi}}{1 - k_y k_{0, \text{н}}} (U_3 - k_{0, \text{н}} R_{\Pi} I_{\text{н}}). \quad (1.40)$$

Принимая для обратной связи так называемое критическое значение коэффициента

$$k_{0, \text{н}, \text{к}} = 1/k_y k_{\Pi}, \quad (1.41)$$

получаем из (1.40)

$$E_{\text{н}} = \frac{U_3}{k_{0, \text{н}, \text{к}} R_{\Pi}} = k_y k_{\Pi} \frac{U_3}{R_{\Pi}} = \text{const.} \quad (1.42)$$

Для такой настройки положительной связи ток нагрузки при изменении ЭДС остается постоянным. Внешние характеристики УП приобретают вид вертикальных прямых, смещаемых по оси абсцисс пропорционально задающему напряжению (рис. 1.12). Преобразователь представляет собой идеальный регулируемый источник тока. Насыщение усилителя ограничивает внешние характеристики сверху значением $E_{\text{max}} = k_{\Pi} U_{\text{нас}}$. Тогда для токов нагрузки $I_{\text{н}} < U_3 / (k_{0, \text{н}} R_{\Pi})$ УП работает в режиме источника напряжения, а для $I_{\text{н}} = U_3 / k_{0, \text{н}} R_{\Pi}$ — в режиме источника тока. Смена режимов происходит в точках a''_1, a''_2, a''_3 , соответствующих концу линейного участка характеристики управления входного усилителя.

Для нелинейной характеристики управления УП построение результирующих характеристик с учетом положительной связи по напряжению выполняется аналогично

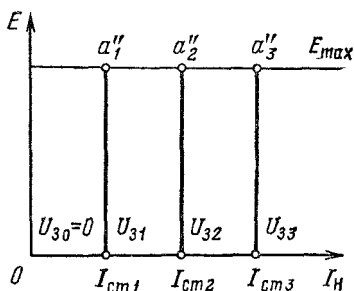


Рис. 1.12. Внешние характеристики управляемого источника тока

рассмотренному выше варианту УП с отрицательной связью. Пусть известны характеристики управления УП и усилителя (рис. 1.13, б). Тогда при заданном значении задающего напряжения U_3 ЭДС холостого хода определяется точкой пересечения характеристики управления $E = \varphi(U_{\text{вх}})$ с прямой положительной связи (1.39) при $I_{\text{н}} = 0$. Прямая проводится с наклоном, оп

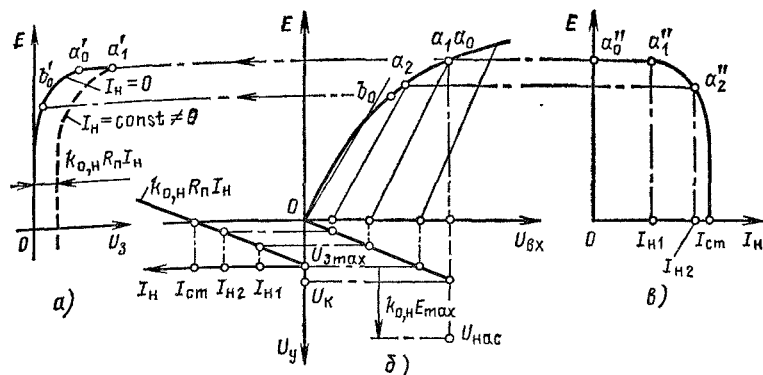


Рис. 1.13. Характеристики управления преобразователя и усилителя с положительной критической связью (а), без обратной связи (б) и внешняя характеристика с положительной критической связью по напряжению (в)

ределяемым коэффициентом $1/k_{o,n}k_y$. Максимальное значение ЭДС E_{max} соответствует напряжению насыщения усилителя (точки a_0, a_0 на рис. 1.13, б, в). Ток нагрузки вызывает действие отрицательной связи по току, которая согласно (1.39) уменьшает входное напряжение. При этом ЭДС не изменяется для $I_H \leq I_{H1}$ и уменьшается, когда $I_H > I_{H1}$ (точки a_1, α_2 и a_1, a_2 на рис. 1.13, б, в). При $I_H = I_{ст} = \frac{U_3}{k_{o,n}R_{п}} U_{вх} = 0$ и $E = 0$. Если прямая обратной связи по ЭДС параллельна начальному участку характеристики управления УП, что соответствует критическому значению $k_{o,n}$, то во внешней характеристике появляется вертикальный участок, а в результирующей характеристике управления — участок с бесконечно большим коэффициентом усиления (рис. 1.13, а). Отрицательная токовая связь вызывает смещение характеристики управления по оси абсцисс на $k_{o,n}R_{п}I_H$.

Пример 1.1. Рассчитать коэффициент усиления k_y и ограничение выходного напряжения $U_{нас}$ усилителя, коэффициент обратной связи по напряжению $k_{o,n}$ УП, обеспечивающие статизм внешней характеристики УП в номинальном режиме $\delta_{з,ном} = 1,25\%$, при условии, что УП имеет линейную характеристику управления с неизменным коэффициентом усиления $k_{п} = 10$, выходное номинальное напряжение $U_{ном} = 230$ В, номинальный статизм без обратной связи $\delta_{ном} = 5\%$ и жесткую внешнюю характеристику (с $\delta_{з,ном} = 1,25\%$) в диапазоне

изменения тока нагрузки от 0 до двойного номинального значения $2/I_{\text{ном}}$. Структурная схема УП показана на рис. 1.9.

Так как согласно исходным данным ЭДС УП без обратной связи остается неизменной при изменении тока нагрузки, то падение напряжения определяется только неизменным внутренним сопротивлением R_{Π} и согласно (1.21) $\delta_{\text{ном}} = I_{\text{ном}} R_{\Pi} / E_{0\text{ном}}$. При действии отрицательной обратной связи по напряжению внешняя характеристика становится более жесткой и согласно (1.37)

$$\delta_{3,\text{ном}} = \frac{1}{1 + k_y k_{\Pi} k_{0,\text{H}}} \frac{I_{\text{ном}} R_{\Pi}}{E_{0\text{ном}}}$$

Следовательно, общий коэффициент усиления по замкнутому контуру напряжения ($k_{\text{H}} = k_y k_{\Pi} k_{0,\text{H}}$) определится из соотношения $\delta_{\text{ном}}$ и $\delta_{3,\text{ном}}$.

$$k_{\text{H}} = \delta_{\text{ном}} / \delta_{3,\text{ном}} - 1 = 5/1,25 - 1 = 3.$$

Так как задано $k_{\Pi} = 10$, то можно определить произведение

$$k_y k_{0,\text{H}} = k_{\text{H}} / k_{\Pi} = 0,3.$$

Разделить коэффициенты k_y и $k_{0,\text{H}}$ можно, если известно номинальное значение задающего напряжения $U_{3,\text{ном}}$. Пусть $U_{3,\text{ном}} = 10$ В, тогда согласно (1.36)

$$E_{0\text{ном}} = \frac{k_y k_{\Pi}}{1 + k_{\text{H}}} U_{3,\text{ном}}$$

и, следовательно,

$$\begin{aligned} u &= \frac{1 + k_{\text{H}} E_{0\text{ном}}}{k_{\Pi} U_{3,\text{ном}}} = \frac{1 + k_{\text{H}}}{k_{\Pi}} \frac{U_{\text{ном}}}{1 - \delta_{3,\text{ном}}} \frac{1}{U_{3,\text{ном}}} \\ &= \frac{4}{10} \frac{230}{1 - 0,0125} \frac{1}{10} = 1,0125. \end{aligned}$$

Тогда

$$k_{0,\text{H}} = k_y k_{0,\text{H}} / k_y = 0,3/9,3 = 0,032.$$

Для определения ограничения выходного напряжения усилителя требуется найти максимальное значение ЭДС УП:

$$\begin{aligned} E_{\text{max}} - E_{0,\text{H}} - 2\delta_{3,\text{ном}} E_{0\text{ном}} + 2I_{\text{ном}} R_{\Pi} &= E_{0\text{ном}} (1 - \\ - 2\delta_{3,\text{ном}} + 2\delta_{\text{ном}}) &= \frac{U_{\text{ном}}}{1 - \delta_{3,\text{ном}}} [1 + 2(\delta_{\text{ном}} - \delta_{3,\text{ном}})] = \\ &= \frac{230}{1 - 0,0125} [1 + 2(0,0500 - 0,0125)] = 250 \text{ В}. \end{aligned}$$

Тогда $U_{\text{нас}} = E_{\text{max}} / k_{\Pi} = 25$ В. Уравнение внешней характеристики я

$$U = \frac{k_{\text{H}}}{k_{\text{H}} + 1} \frac{U_3}{k_{0,\text{H}}} - \frac{I_{\text{H}} R_{\Pi}}{k_{\text{H}} + 1} = 23,4 U_3 - \frac{R_{\Pi}}{4} I_{\text{H}}.$$

Пример 1.2. Определить, как изменится статизм внешней характеристики УП с данными из примера 1.1, если ввести дополнительно с помощью положительной обратной связи по напряжению токоограничение на уровне $2I_{ном} = \text{const}$.

Таким образом, управляемый преобразователь по условию задачи должен иметь две образные связи по напряжению: отрицательную, действующую через входной усилитель с ограничением, как это показано на рис. 1.9, и положительную, которая вводится непосредственно на вход УП. Тогда при критической настройке обратной связи согласно (1.41) $k_{о,н2} = 1/k_{п} = 0,1$. Преобразователь, окруженный такой связью, приобретает свойства источника тока с характеристикой (1.42) $I_{п} = U_{вх} / (k_{о,н2} R_{п})$. Для заданного токоограничения $I_{п} = 2I_{ном}$ входное напряжение УП, т. е. выходное напряжение усилителя, приобретает значение

$$U_{вхmax} = U_{нас} = 2I_{ном} k_{о,н2} R_{п} = \frac{1}{1 - \beta_{з,ном}} \cdot U_{ном} k_{о,н2} = 23,3 \text{ В.}$$

Определим внешнюю характеристику УП с учетом одновременного действия отрицательной (1.22) и положительной связей;

$$U_{вх} = k_{у} (U_{з} - k_{о,н1} E_{п} + k_{о,н1} I_{п} R_{п}) = k_{о,н2} I_{п} R_{п}$$

т. е.,

$$E_{п} = \frac{U_{з}}{k_{о,н1}} + I_{п} R_{п} \left(1 - \frac{k_{о,н2}}{k_{у} k_{о,н1}} \right);$$

$$I_{п} = \frac{U_{з}}{k_{о,н1}} \frac{k_{о,н2}}{k_{у} k_{о,н1}} R_{п} I_{п} = \frac{U_{з}}{k_{о,н1}} - \frac{R_{п}}{3} I_{п}.$$

Сравнивая рабочие участки внешних характеристик в примерах 1.1. и 1.2, замечаем, что введение дополнительной положительной связи с критической настройкой повышает статизм в 4/3 раза при снижении задающего напряжения в 4/3 раза. Однако одновременно обеспечивается надежное ограничение тока на уровне $2I_{ном}$ при условии уменьшения ограничения напряжения усилителя до $U_{нас} = 23,3 \text{ В}$.

Глава вторая

УПРАВЛЯЕМЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА

2.1. Генераторы постоянного тока

В системах АЭП генераторы постоянного тока находят применение как управляемые преобразователи напряжения, питающие двигатели. В энергетическом отно-

шении генератор — электромеханический преобразователь энергии. Механическая энергия, поступающая с вала приводного двигателя, асинхронного или синхронного, преобразуется в электрическую энергию постоянного тока. Достоинства преобразовательного агрегата с генератором постоянного тока:

линейность преобразования управляющего сигнала в выходную ЭДС в большом диапазоне его изменения;

отсутствие искажений в напряжении питающей сети переменного тока от работы генератора;

слабое влияние колебаний напряжения питающей сети на выходную ЭДС генератора;

возможность работы с высоким и регулируемым коэффициентом мощности.

К недостаткам преобразовательного агрегата следует отнести относительно невысокий результирующий КПД за счет потерь в генераторе и приводе двигателя, большие массогабаритные показатели, значительные затраты на установку преобразовательного агрегата, шум, возникающий при работе агрегата, существенная инерционность в канале управления.

Отечественной промышленностью изготавливаются различные серии генераторов как общего назначения, так и специального. Они различаются по конструкции, мощности, эксплуатационным характеристикам. Несмотря на большое разнообразие, генераторы общего назначения имеют и определенные общие показатели:

у генераторов небольшой и средней мощности (до 100—200 кВт) отсутствует компенсационная обмотка;

все генераторы мощностью более 2—3 кВт имеют дополнительные полюсы, число которых равно числу главных полюсов;

щетki для генераторов устанавливаются на геометрической нейтральной;

максимальная перегрузочная способность по току якоря для большинства генераторов равна 2 при продолжительности перегрузки до 3 с и 1,5 при продолжительности перегрузки до 60 с.

Электрическая схема генераторов для общего случая возбуждения приведена на рис. 2.1, а. Магнитный поток по продольной оси Φ_d создается МДС обмоток возбуждения — независимой $OB1$, параллельной (шунтовой) $OB2$, последовательной (серийной) $OB3$. Магнитный поток по поперечной оси Φ_q , создаваемый МДС якорной

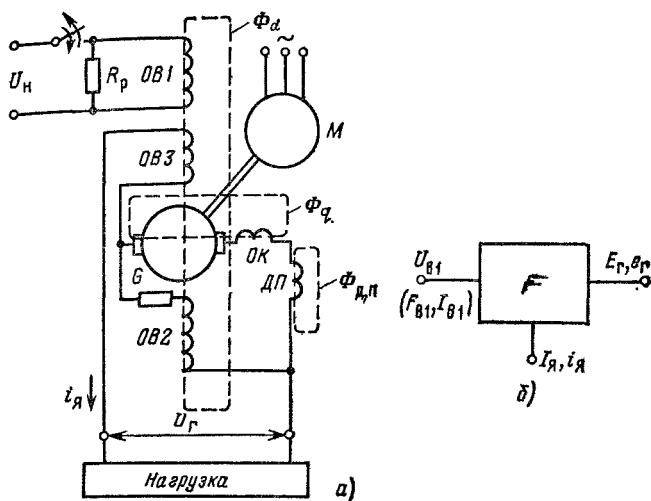


Рис. 2.1. Электрическая схема (а) и блочно-функциональное представление генератора постоянного тока (б)

обмотки генератора G , при наличии компенсационной обмотки $ОК$ практически отсутствует. Магнитный поток $\Phi_{д,п}$ от дополнительных полюсов $ДП$ действует в зоне щеточных контактов генератора, улучшая процесс коммутации. Электрическое состояние генератора характеризуется тремя внешними и одной внутренней координатами (рис. 2.1, б):

ЭДС ($E_{г}, e_{г}$) — выходная величина;

напряжение или пропорциональные ему в статических режимах МДС* и ток цепи обмотки независимого возбуждения ($U_{в1}, F_{в1}, I_{в1}$) — управляющее воздействие; ток якорной цепи ($I_{я}, i_{я}$) — возмущающее воздействие по нагрузке;

результатирующая МДС одного полюса (F) — внутренняя координата.

Строчными буквами обозначены мгновенные значения соответствующих величин в динамических режимах, а прописными буквами — установившиеся значения.

Здесь и далее МДС и поток возбуждения даются для одного полюса генератора.

Взаимосвязь между координатами определяется известным выражением для ЭДС генератора:

$$E_r = k\omega_r \Phi(F), \quad (2.1)$$

где $k = pN/2\pi a$ — конструктивная постоянная машины; p — число пар полюсов; a — число пар параллельных ветвей якорной обмотки; N — число активных проводников якорной обмотки; ω_r — угловая скорость генератора (принимается неизменной), рад/с; $\Phi(F)$ — магнитный кривой одного полюса в зазоре машины, являющийся функцией результирующей МДС, Вб.

Без учета реакции якоря, что справедливо для генераторов с компенсационной обмоткой $ОК$ при любой нагрузке, а для генераторов без компенсационной обмотки при малых нагрузках, результирующая МДС определится алгебраической суммой МДС по продольной оси:

$$P = F_d = F_{B1} + F'_{B2} + F'_{B3}, \quad (2.2)$$

где $F_{B1} = U_{B1} \frac{W_{B1}}{a_{B1} R_{B1}} F'_{B2} = E_r \frac{W_{B2}}{a_{B2} R_{B2}}$; $F'_{B3} = I_{Я} \left(\frac{W_{B3}}{a_{B3} R_{B3}} - \frac{I_{Я} W_{B2}}{R_{B2} a_{B2}} \right)$; a_{B1}, a_{B2}, a_{B3} — числа параллельных ветвей соответственно обмоток $OB1, OB2, OB3$; W_{B1}, W_{B2}, W_{B3} — числа витков на полюс соответственно обмоток $OB1, OB2, OB3$; R_{B1}, R_{B2} — сопротивления цепей обмоток $OB1, OB2$, Ом; $R_{Я,r}$ — сопротивление якоря генератора, Ом.

Знаки в (2.2) соответствуют согласному включению всех обмоток. При встречном включении $OB2$ или $OB3$ соответствующая МДС принимается со знаком минус. Таким образом, в соответствии с (2.1) и (2.2) ЭДС генератора оказывается однозначной функцией результирующей МДС по продольной оси F_d , слагаемые которой линейно зависят от внешних координат $U_{B1}, E_r, I_{Я}$, что облегчает расчет статических характеристик генератора. Зависимость

$$E_r = \varphi_0(F_d) \quad (2.3)$$

является характеристикой управления генератора, которая согласно свойству равнозначности входов (1.3) может быть определена экспериментально как характеристика холостого хода при отключении якорной цепи и параллельной обмотки. Характеристики управления относительно входной величины U_{B1} при $I_{Я} = \text{const}$, а так-

е внешние характеристики генератора могут быть построены на основании (2.2) и (2.3) графоаналитическим методом, изложенным в § 1.3. Для прямолинейного участка характеристики управления определяют передаточный коэффициент по МДС

$$k_{гd} = \Delta E_{г} / \Delta F_d, \quad (2.4)$$

передаточный коэффициент по току относительно одной из обмоток возбуждения

$$k_{г,т} = \frac{\Delta E_{г}}{\Delta I_{в}} = k_{гd} W_{в} / a_{в}, \quad (2.5)$$

где $a_{в}$ — число параллельных ветвей обмотки возбуждения, коэффициент усиления относительно одной из обмоток возбуждения генератора

$$k_{г} = \frac{\Delta E_{г}}{\Delta U_{в}} = k_{гd} \frac{W_{в}}{R_{в} a_{в}}. \quad (2.6)$$

Динамические характеристики генератора определяются его уравнением возбуждения. Для вывода данного уравнения примем следующие допущения:

- 1) потоки рассеяния по продольной оси отсутствуют;
- 2) напряжение генератора не зависит от ЭДС самоиндукции якорной обмотки, т. е. $u_{г} = e_{г} - i_{я} R_{я,г}$;
- 3) трансформаторная ЭДС в коммутируемых секциях равна нулю;

4) составляющая тока якоря $i_{я}$ от трансформаторной ЭДС в последовательной обмотке влияет только на темп изменения потока по продольной оси и не изменяет ток нагрузки.

С учетом сделанных замечаний динамический режим генератора для общего случая его возбуждения (рис. 2.1, а) описывается системой уравнений

$$\begin{aligned} i_{в1} R_{в1} + \frac{2p W_{в1}}{a_{в1}} \frac{d\Phi}{dt} &= u_{в1}; \\ i_{в2} R_{в2} + \frac{2p W_{в2}}{a_{в2}} \frac{d\Phi}{dt} &= e_{г} - i_{я} R_{я,г}; \\ i_{я} R_{я} + \frac{2p W_{в3}}{a_{в3}} \frac{d\Phi}{dt} &= 0; \\ i_{в,т} R_{в,т} + \frac{2p W_{в,т}}{a_{в,т}} \frac{d\Phi}{dt} &= 0; \\ e_{г} &= k \omega_{г} \Phi, \end{aligned} \quad (2.7)$$

где $R_{\text{я}}$ — суммарное сопротивление якорной цепи; $i_{\text{в}}$, $R_{\text{в,т}}$, $W_{\text{в,т}}$ — ток, сопротивление и число витков эквивалентного контура вихревых токов. Разрешая систему (2.7) относительно ЭДС и суммарной мгновенной МДС по продольной оси.

$$E_d = i_{\text{в1}} \frac{W_{\text{в1}}}{a_{\text{в1}}} + i_{\text{в2}} \frac{W_{\text{в2}}}{a_{\text{в2}}} + (i_{\text{я}}' + i_{\text{я}}) \frac{W_{\text{в3}}}{a_{\text{в3}}} + i_{\text{в,т}} W_{\text{в,т}},$$

получаем уравнение

$$C_{\text{в}} \frac{de_{\Gamma}}{dt} + F_d = \frac{U_{\text{в1}} W_{\text{в1}}}{R_{\text{в1}} a_{\text{в1}}} + e \frac{W_{\text{в2}}}{R_{\text{в2}} a_{\text{в2}}} + i_{\text{я}}' \left(\frac{W_{\text{в3}}}{a_{\text{в3}}} \frac{W_{\text{в2}}}{a_{\text{в2}}} \frac{R_{\text{я,т}}}{R_{\text{в2}}} \right), \quad (0, \infty)$$

где

$$C_{\text{в}} = \frac{2p}{k\omega_{\Gamma}} \left(\frac{W_{\text{в1}}^2}{R_{\text{в1}} a_{\text{в1}}^2} + \frac{W_{\text{в2}}^2}{R_{\text{в2}} a_{\text{в2}}^2} + \frac{W_{\text{в3}}^2}{R_{\text{я}} a_{\text{в3}}^2} + \frac{W_{\text{в,т}}^2}{R_{\text{в,т}}} \right) \quad (2.9)$$

— конструктивный параметр цепи возбуждения, А·с/В.

Знаки слагаемых алгебраической суммы правой части (2.8) определяются в зависимости от включения обмоток $OB2$ и $OB3$ относительно $OB1$.

Уравнение (2.8) имеет простую и наглядную графическую интерпретацию для динамических режимов при $i_{\text{я}} = 0$. Очевидно, что в осях E_{Γ} , F_d отрезок абсциссы, заключенный между прямой суммарной МДС $F_{\text{в2}}' + F_{\text{в3}}'$ и характеристикой управления генератора, численно равен $C_{\text{в}} \frac{de_{\Gamma}}{dt}$ (рис. 2.2). При этом включению положительного

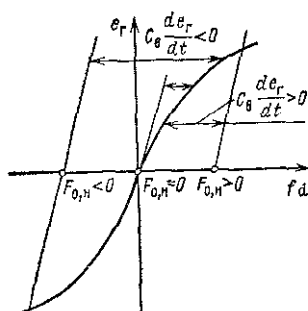


Рис. 2.2. Характеристика управления генератора

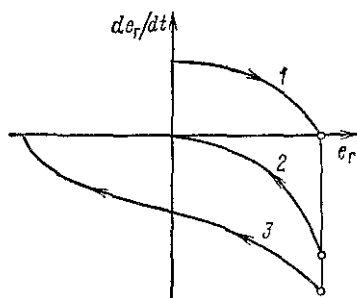


Рис. 2.3. Фазовые траектории намагничивания (1), размагничивания (2) и перемагничивания (3)

напряжения $U_{0,н} (F_{0,н} = \text{const} > 0)$ соответствует процесс пуска (намагничивание генератора), отключению $U_{0,н} (F_{0,н} = 0)$ процесс торможения (размагничивание генератора), изменению полярности $U_{0,н} (F_{0,н} = \text{const} < 0)$ процесс реверса (перемангничивание генератора). На рис. 2.3 показан характер фазовых траекторий генератора в указанных переходных процессах.

Для линеаризованного участка характеристики управления, где $e_r = k_{rd} F_d$, уравнение возбуждения генератора становится линейным:

$$T_r \frac{de_r}{dt} + e_r = k_{rd} (F_{B1} + F'_{B2} + i_a W'_{B3}), \quad (2.10)$$

или в другой форме записи

$$T_r \frac{de_r}{dt} + e_r = k_r (U_{B1} + k_{0e} e_r + k_{0i} i_a), \quad (2.11)$$

где T_r — электромагнитная постоянная времени генератора, с:

$$T_r = k_{rd} C_B = T_{B1} + T_{B2} + T_{B3} + T_{B,T}; \quad (2.12)$$

$$T_{B1} = 2p \frac{k_{rd}}{R_{B1}} \frac{W_{B1}^2}{a_{B1}^2}; T_{B2} = 2p \frac{k_{rd}}{R_{B2}} \frac{W_{B2}^2}{a_{B2}^2}; T_{B3} = 2p \frac{k_{rd}}{R_{B3}} \times$$

$$\times \frac{W_{B3}^2}{a_{B3}^2}; T_{B,T} = \frac{2p k_{rd}}{k \omega_r} \frac{W_{B,T}^2}{R_{B,T}} \approx (0,1 \div 0,15) T_{B1}; k_{0e} =$$

$\frac{W_{B1}}{W_{B3}} \frac{a_{B2}}{a_{B1}} \frac{R_{B2}}{R_{B1}}$ — коэффициент обратной связи по ЭДС;
 $k_{0i} = W_{B3} \frac{R_{B1}}{W_{B1}} - \left(W_{B3} \frac{a_{B1}}{a_{B3}} W'_{B2} \frac{a_{B1}}{a_{B2}} \frac{R_{B1}}{R_{B2}} / W_{B1} \right) \frac{R_{B1}}{W_{B1}}$ — коэффициент обратной связи по току якоря, Ом.

Уравнению (2.11) соответствует структурная схема, приведенная на рис. 2.4. Таким образом, в динамических режимах генератор представляет собой инерционное звено в общем случае с обратными связями по ЭДС и току якоря.

Большое применение в электроприводе находят генераторы значительной мощности, имеющие компенсационную обмотку и обладающие достаточно высокими значениями КПД и коэффициента мощности. Для наиболее распространенного генератора с независимым возбуждением на рис. 2.5 приведены два варианта включения обмотки возбуждения: от источника с неизменным напряжением (рис. 2.5, а) и от управляемого возбудителя УВ

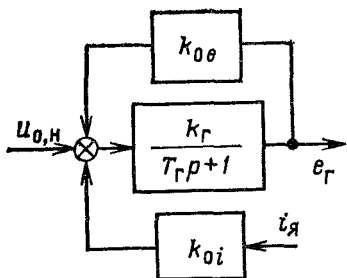


Рис. 2.4. Структурная схема генератора

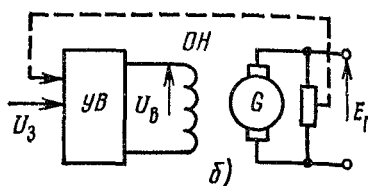
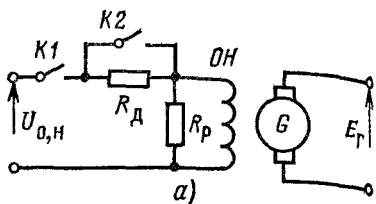


Рис. 2.5. Схемы включения обмотки возбуждения генератора к сети (а) и управляемому возбудителю (б)

(рис. 2.5, б). Характеристика управления такого генератора обладает высокой линейностью, а внешние характеристики $E_r = \psi(I_a)$ представляют собой прямые, параллельные оси тока. Передаточная функция генератора имеет вид

$$W_r(p) = \frac{E_r(p)}{U_{в1}(p)} = \frac{k_r}{T_r p + 1}. \quad (2.13)$$

Этой передаточной функции соответствуют амплитудная $L(\omega)$ и фазовая $\varphi(\omega)$ логарифмические характеристики (рис. 2.6). Диапазон частот $\omega \leq 1/T_r$ может быть принят за так называемую «полосу пропускания» генератора. В этой полосе генератор пропускает частоты по каналу управления с искажением по амплитуде не более 3 дБ.

Для генераторов значительной мощности (выше 100 кВт) постоянная времени T_r составляет около 1 с и

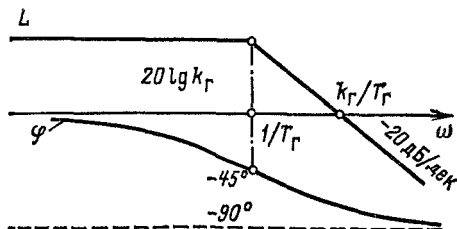


Рис. 2.6. ЛАЧХ и ЛФЧХ генератора

более. Такая инерционность затягивает переходные процессы генератора и заметно ограничивает его полосу пропускания, что может быть нежелательным фактом. Для форсирования (убыстрения) переходных процессов применяют способы, уменьшающие эквивалентное значение T_r или повышающие темп изменения ЭДС генератора за счет управления напряжением возбуждения. Уменьшение T_r возможно за счет введения дополнительного резистора R_d в цепи обмотки возбуждения (см. рис. 2.5, а). Очевидно, что для сохранения номинального значения ЭДС генератора напряжение возбуждения должно быть повышено на величину падения напряжения на данном резисторе в номинальном режиме. Другим способом форсирования является приложение к обмотке возбуждения повышенного напряжения на время переходного процесса. В конце процесса напряжение должно быть мгновенно уменьшено до требуемого установившегося значения. Это достигается введением с помощью контакта $K2$ резистора R_d (см. рис. 2.5, а) или снижением напряжения управляемого возбудителя, имеющего характеристику управления с насыщением за счет отрицательной связи по напряжению генератора (штриховая линия на рис. 2.5, б). Такой способ форсировки называют форсировкой с отсечкой.

Степень форсировки переходных процессов характеризуется коэффициентом форсировки

$$k_\Phi = U_{в0}/U_{в,уст}, \quad (2.14)$$

где $U_{в0}$ — начальное значение напряжения на обмотке возбуждения при токе возбуждения, равном нулю, В; $U_{в,уст}$ — установившееся значение напряжения на обмотке возбуждения, В.

Для схемы возбуждения с постоянно введенным дополнительным сопротивлением

$$k_\Phi = \frac{R_p + R_B}{R_B (R_p + R_d)} \left(R_d + \frac{R_p R_B}{R_B + R_p} \right). \quad (2.15)$$

Откуда

$$R_d = k_p \frac{k_\Phi - 1}{k_p - (k_\Phi - 1)} \parallel_B; \quad (2.16)$$

$$T'_r = T_r \frac{R_p + R_d}{R_p + R_d (k_p + 1)}, \quad (2.17)$$

где R_B — сопротивление обмотки возбуждения, Ом; R_p — разрядное сопротивление, Ом; $k_p = R_p/R_B$ — кратность разрядного сопротивления.

Для схемы возбуждения с шунтируемым дополнительным резистором

$$k_\Phi = \frac{R_p + R_B}{R_p R_B} \left(R_d + \frac{R_p R_B}{R_p + R_B} \right). \quad (2.18)$$

Откуда

$$R_d = k_p \frac{R_B}{k_p + 1} R_B. \quad (2.19)$$

Для схемы с управляемым возбудителем k_Φ находится согласно (2.14):

$$k_\Phi = \frac{U_{\text{нас}}}{U_{B, \text{уст}}} = \frac{U_{\text{нас}}}{k_{y, B} (U_3 - k_{o, H} E_{r, \text{уст}})}, \quad (2.20)$$

где $U_{\text{нас}}$ — напряжение насыщения управляемого возбудителя, В; $k_{y, B}$ — коэффициент усиления возбудителя; $k_{o, H}$ — коэффициент отрицательной обратной связи по напряжению генератора.

По заданному k_Φ может быть подсчитано необходимое напряжение цепи возбуждения и управляемого возбудителя, а с помощью (2.16) и (2.19) — сопротивление соответствующего дополнительного резистора. На рис. 2.7 изображено изменение напряжения возбуждения и

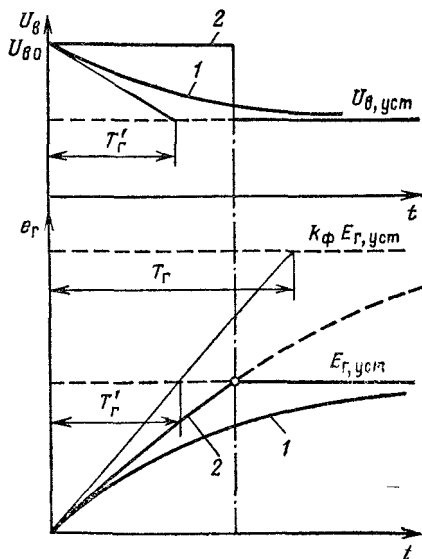


Рис. 2.7. Графики изменения напряжения возбуждения и ЭДС генератора при пуске с форсировкой

ЭДС генератора в процессе пуска для двух способов форсировки с постоянно введенным сопротивлением (кривые 1) и с отсечкой (кривые 2). Очевидно, что форсировка с отсечкой более эффективна, так как при этом повышенное напряжение возбуждения остается неизменным на всем интервале переходного процесса.

В электроприводе имеют место задачи, где требуется не форсирование процесса, а, напротив, дефорсирование в целях ограничения ускорения и поддержания его постоянным. В этих случаях инерционность генератора оказывается полезной. Однако при аperiodическом характере переходного процесса в соответствии с передаточной функцией (2.13) темп изменения ЭДС генератора, ограниченный инерционностью в начальный момент, не сохраняется постоянным, а непрерывно уменьшается. Обеспечить ограничение и постоянство темпа изменения ЭДС можно с помощью схемы с критическим самовозбуждением генератора (рис. 2.8).

Условием критического самовозбуждения является равенство сопротивления цепи самовозбуждения $R_{св}$ передаточному коэффициенту по току данной обмотки, т. е.

$$R_{св} - k_{г,т} = R_{кр}. \quad (2.21)$$

Полученное согласно (2.21) значение сопротивления называется критическим. Так как в соответствии с (2.5) $k_{г,т} = k_{гд} W_{св} a_{св}$, то условие (2.21) может быть записано в следующем виде:

$$k_{гд} \frac{w_{св}}{a_{св} R_{св}} = 1. \quad (2.22)$$

Это означает, что при критическом самовозбуждении коэффициент усиления генератора относительно обмотки самовозбуждения должен быть равен 1. Условие (2.22)

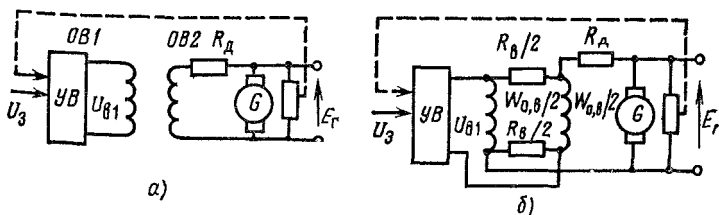


рис. 2.8. Схемы включения обмоток возбуждения генератора с критическим самовозбуждением с двумя обмотками (а) и одной обмоткой (б)

имеет также и графическую интерпретацию: равенство углового коэффициента прямой МДС самовозбуждения $W_{св}/(R_{св}a_{св})$ величине $1/k_{гд}$ означает параллельность характеристики управления генератора и прямой суммарной МДС в осях E_r, F_d .

Для варианта схемы возбуждения с двумя обмотками ($OB1$ и $OB2$) (рис. 2.8, а)

$$R_{в2} = R_{кр} = k_{гд} W_{в2}/a_{в2}; \quad (2.23)$$

$$R_d = R_{кр} - R_{в2}, \quad (2.24)$$

где $R_{в2}$ — сопротивление параллельной обмотки, Ом; R_d — дополнительное сопротивление в цепи параллельной обмотки, Ом.

Для варианта с одной, но разделенной на две равные части обмоткой возбуждения (рис. 2.8, б)

$$R_{св} = 2(R_d + R_v/2) = R_{кр} = k_{гд} W_v/a_v; \quad (2.25)$$

$$R_d = (R_{кр} - R_v)/2, \quad (2.26)$$

где R_d — сопротивление резистора, дополнительно включаемого последовательно с симметричной мостовой цепью самовозбуждения, Ом.

Цепь самовозбуждения выполняет функцию положительной обратной связи по ЭДС, ее МДС $F_{св}$ действует согласно с МДС независимой обмотки $F_{в1}$ и при линейной характеристике генератора

$$E_r = k_{гд} \left(F_{в1} + \frac{W_{св}}{a_{св} R_{св}} E_r \right). \quad (2.27)$$

Подставляя условие (2.22) в (2.27), получаем, что $F_{в1} = 0$. Таким образом, любое значение ЭДС обеспечивается самим генератором без постороннего источника возбуждения, т. е. статическая мощность источника независимого возбуждения равна нулю. Однако с учетом нелинейности характеристики управления генератора $F_{в1} \neq 0$ и для обеспечения номинального возбуждения потребуется тем большее значение $F_{в1 ном}$, чем сильнее насыщен генератор в этом режиме. Значение $F_{в1 ном}$ легко находится графически. Для этого через точку a на характеристике управления генератора, соответствующую номинальному возбуждению, проводится прямая, параллельная начальному участку характеристики, до пересечения с осью абсцисс (рис. 2.9, б).

Данный способ возбуждения позволяет существенно снизить мощность управления генератором: .

для схемы с двумя обмотками возбуждения (см. рис.

$$P_y = \beta U_{в,ном} I_{в,ном}; \quad (2.28)$$

я схемы с одной разделенной обмоткой возбуждения (см. рис. 2.8, б)

$$P_y = 2\beta^2 U_{в,ном} I_{в,ном}, \quad (2.29)$$

где $\beta = F_{в1,ном}/F_{d,ном}$ — относительное значение МДС независимого возбуждения; $U_{в,ном}$, $I_{в,ном}$ — номинальные значения напряжения и тока возбуждения в схеме независимого возбуждения.

Характеристику управления относительно $F_{в1}$, а также внешнюю характеристику генератора с критическим самовозбуждением можно рассчитать графическим путем, задаваясь для $I_{я} = \text{const}$ рядом значений $F_{в1}$ (рис. 2.9, б) или для $F_{в1} = \text{const}$ рядом значений $I_{я}$ (рис. 2.9, в).

Динамические режимы генератора с критическим самовозбуждением в пределах прямолинейного участка его характеристики управления будут определяться общим уравнением возбуждения (2.10) с учетом условия (2.22). Совместное решение (2.10) и (2.22) даст уравнение

$$T_f \frac{de_r}{dt} = k_f U_{в1} - i_{я} R_{я,г}, \quad (2.30)$$

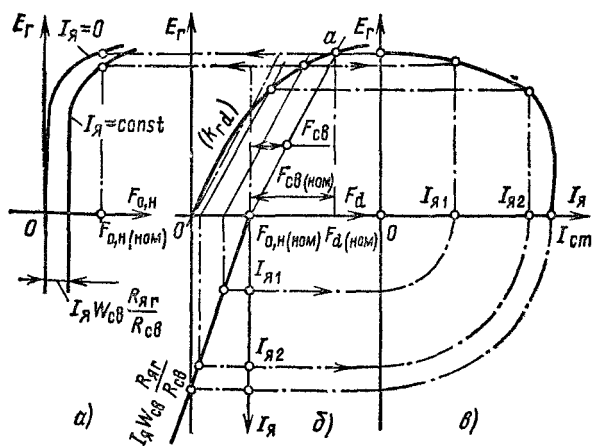


Рис. 2.9. Характеристики управления при критическом самовозбуждении (а), исходная (б) и внешняя (в) характеристики генератора

где $k_r = k_{rd} \frac{w_{B1}}{a_{B1} R_{B1}}, T_r = T_{B1} + T_{B2}$ для схемы с двумя обмотками возбуждения (рис. 2.8, а); $k_r = R_{кр}/R_B, T_r = -\frac{z p R_{rd} w_B}{k \omega_r R_B a_B^2} \frac{R_B + R_d}{R_B + 2R_d}$ для схемы с одной разделенной обмоткой возбуждения (см. рис. 2.8, б).

Из (2.30) следует, что генератор с критическим самовозбуждением представляет собой в динамике интегральное звено с передаточной функцией

$$W_r(p) = k_r / T_r p. \quad (2.31)$$

Темп интегрирования при неизменных параметрах k_r и T_r определяется значением выходного напряжения управляемого возбудителя U_{B1} . Для ограничения темпа изменения ЭДС генератора ($de_{г,доп}/dt$) характеристика управления возбудителя должна иметь участок насыщения, для которого в соответствии с (2.30)

$$\mathcal{U}_{\text{нас}} = \frac{T_r}{k_p} \frac{de_{г,доп}}{dt}, \quad i_{я} R_{я,г}.$$

Для получения устойчивого установившегося режима работы генератора на прямолинейном участке характеристики управления на вход возбудителя вводится напряжение отрицательной обратной связи (штриховые линии на рис. 2.8). При этом уравнение (2.30) будет дополнено уравнением для управляемого возбудителя и совместное их решение даст выражение

$$T_r \frac{de_r}{dt} = k k_r (U_B - k_{о,н} e_r + k_{о,н} R_{я,г} e - i_{я} R_{я,г}). \quad (2.32)$$

Уравнению (2.32) соответствует структурная схема, приведенная на рис. 2.10. Отрицательная связь оказывается блокированной, когда управляемый возбудитель работает на участке насыщения и генератор, являясь интегратором, имеет максимально допустимый темп изменения ЭДС. При работе возбудителя на усилительном участке характеристики управления отрицательная связь переводит генератор в режим работы апериодического звена с передаточной функцией:

$$W_r(p) = \frac{1/k_{о,н}}{T_r p + 1},$$

где $T'_r = T_r / (k_y k_r k_{о,н})$.

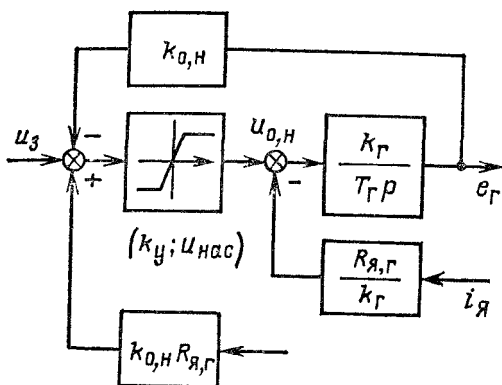


Рис. 2.10. Структурная схема генератора с критическим самовозбуждением и отрицательной связью по напряжению

При высоком коэффициенте усиления возбудителя постоянная T'_r мала, и генератор по свойствам приближается к безынерционному звену для частот $\omega \leq 1/T'_r$. На рис. 2.11 приведен график изменения ЭДС генератора в режиме холостого хода. Структурная схема генератора при включении и отключении задающего напряжения показана на рис. 2.10. График наглядно иллюстрирует тот факт, что данная схема генератора обеспечивает надежное ограничение и постоянство ускорения электропривода.

Пример 2.1. Рассчитать коэффициент усиления и электромагнитную постоянную времени возбуждения генератора типа П131-4К,

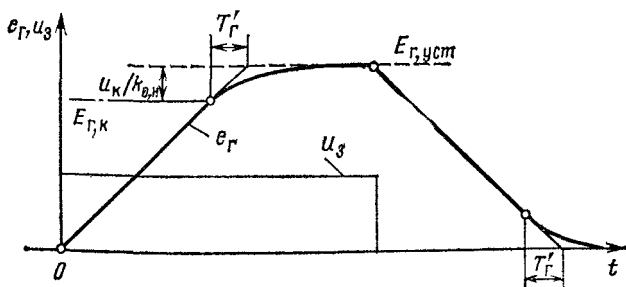


Рис. 2.11. График изменения ЭДС генератора с критическим самовозбуждением

имеющего следующие данные: $U_{\text{ном}}=460$ В; $I_{\text{ном}}=435$ А; $n_{\text{ном}} \approx 1000$ об/мин; $I_B=8,15$ А; $W_B=730$ — на один полюс; $R_B=16,6$ Ом; $C_B=1$; $W_A=135$; $2a=2$; $2p=4$; $\Phi=4,75/10^{-2}$ Вб при $F=5000$ А.

Согласно (2.1) и (2.7) коэффициент усиления определяется с помощью выражения

$$k_{\Gamma} = k_{\Gamma d} \frac{W_B}{R_B a_B} \sim \frac{\Delta E_{\Gamma}}{\Delta F} \frac{W_B}{R_B a_B} = \frac{p W_A \omega_{\Gamma}}{\pi a} \frac{\Delta \Phi}{\Delta E} \frac{W_B}{R_B a_B} =$$

$$= \frac{2 \cdot 135 \cdot 105}{\pi \cdot 1} \frac{4,75 \cdot 10^{-2}}{5000} \frac{730}{16,6 \cdot 1} = 3,4$$

Полученное значение коэффициента усиления по напряжению соответствует начальному линейному участку характеристики намагничивания и без учета дополнительного сопротивления в цепи возбуждения. Для проверки полученного значения целесообразно воспользоваться отношением выходного напряжения к напряжению возбуждения в номинальном режиме:

$$k'_{\Gamma, \text{ном}} = U_{\text{ном}} / (I_{B, \text{ном}} R_B) = 460 / (8,15 \cdot 16,6) = 3,4.$$

Так как в номинальном режиме генератор в определенной мере насыщен, то неравенство $k'_{\Gamma, \text{ном}} \leq k_{\Gamma}$ является необходимым условием справедливости результата расчета k_{Γ} .

Согласно (2.9), (2.12) и исходным техническим данным генератора может быть подсчитана электромагнитная постоянная времени, соответствующая начальному прямолинейному участку характеристики намагничивания:

$$T_{\Gamma} = \frac{k_{\Gamma d}}{\omega_{\Gamma}} \frac{2p W_B^2}{R_B a_B^2} = \frac{k_{\Gamma}}{p W_A \omega_{\Gamma}} \frac{W_B}{a_B} 2p = \frac{3,8}{9000} 730 \cdot 4 = 1,23 \text{ с.}$$

2.2. Вентильные преобразователи напряжения постоянного тока

В настоящее время вентильные преобразователи напряжения находят весьма широкое применение в системах АЭП постоянного тока. Широкое использование вентильных преобразователей обусловлено успешным развитием полупроводниковой техники, а именно освоением промышленностью надежных, малогабаритных управляемых силовых вентилях — тиристоров и транзисторов. В большинстве современных преобразователей для привода в качестве силовых вентилях используются тиристоры. На их основе для электропривода постоянного тока построены два типа преобразователей: тиристорные преобразователи (ТП) напряжения переменного тока в

постоянный (управляемые выпрямители) и широтно-импульсные преобразователи (ШИП) неизменного напряжения постоянного тока в регулируемое напряжение постоянного тока.

Тиристорные преобразователи обладают рядом достоинств:

1) высокий КПД, обусловленный незначительным падением напряжения на тиристоре (менее 1 В);

2) незначительная инерционность, обусловленная фильтрами в цепях управления и неуправляемостью тиристоров в течение интервала проводимости (10—20 мс);

3) высокая надежность при использовании быстродействующей защиты и модульно-блочном исполнении ТП.

К недостаткам ТП следует отнести:

1) низкий коэффициент мощности при глубоком регулировании напряжения;

2) искажения питающего напряжения, вносимые работой ТП;

3) повышенный уровень излучаемых радиопомех.

Функциональная схема ТП представлена на рис. 2.12. Входной координатой ТП является напряжение управления U_y , выходной координатой — выпрямленная ЭДС, определяемая как средняя на интервале проводимости величина в установившемся режиме E_d и в переходных процессах e_d . Входной блок $B1$ преобразует величину U_y в угол открывания тиристоров α , а выходной блок $B2$ преобразует величину α в ЭДС ТП. Технически блок $B1$ представляет собой систему импульсно-фазового управления (СИФУ), а блок $B2$ — вентильную группу ВГ. Конструктивно вентильная группа представляет собой комплект тиристоров, предназначенных для определенного направления тока нагрузки, например комплекты «Вперед» и «Назад» в реверсивных ТП.

На выходную координату ТП оказывает влияние возмущающее воздействие — ток нагрузки I_d , который через функциональный блок нагрузки $БН$ поступает на

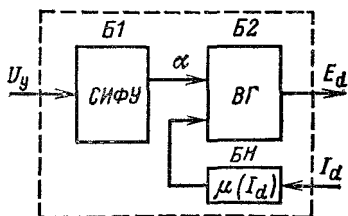


Рис. 2.12. Блочная структурная схема ТП

вход *B2*. Влияние *I_d* на *E_d* проявляется только в режиме прерывистых токов.

В режиме непрерывных токов ЭДС ТП является функцией только угла открывания и определяется выражением

$$E_d = E_{d0} \cos \alpha. \quad (2.33)$$

Для *m*-фазной нулевой схемы ТП

$$E_{d0} = E_{2m} \frac{\tau}{\pi} \sin \frac{\pi}{m}, \quad (2.34)$$

где τ — число фаз; E_{2m} — амплитудное значение ЭДС фазы вторичной обмотки трансформатора, В.

Действующее значение фазного тока вторичной обмотки трансформатора определяется через выпрямленный ток в предположении, что он имеет прямоугольную форму:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(I_d^2 \frac{2\pi}{m} \right)} = \frac{I_d}{\sqrt{m}}. \quad (2.35)$$

Внутреннее сопротивление ТП, приведенное к цепи нагрузки, определится как сумма

$$R_{d\pi} = R_{\pi} + R_{и,\pi} + R_B, \quad (2.36)$$

где

$$R_{\pi} = \frac{x_{2\pi}}{2\pi} \quad (2.37)$$

— эквивалентное сопротивление ТП, вызываемое перекрытием вентиля, Ом; $x_{2\pi}$ — результирующее индуктивное сопротивление расстояния фазы трансформатора, приведенное ко вторичной цепи, Ом; $R_{и,\pi}$ — результирующее активное сопротивление источника питания (трансформатора), Ом; R_B — расчетное сопротивление вентиля, Ом.

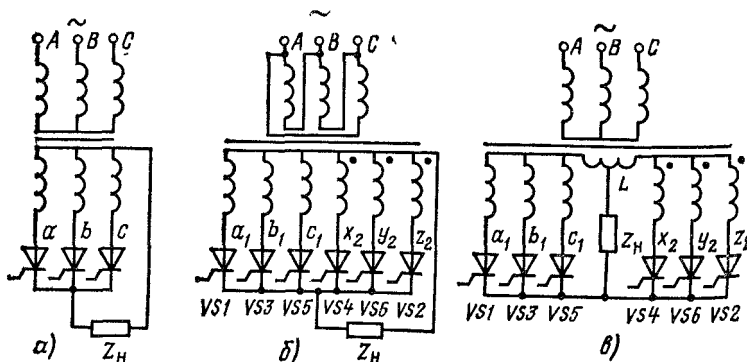


Рис. 2.13. Трехфазная (а), шестифазная (б) и трехфазная с уравнительным реактором (в) нулевые схемы управляемых выпрямителей

Широкое применение в электроприводе находят трехфазные нулевые и мостовые схемы включения вентильных групп. На рис. 2.13 приведены типовые нереверсивные нулевые схемы. Согласно (2.34) — (2.37) для трехфазной схемы

$$E_{d0} = 0,83E_{2m} = 1,17E_2; \quad (2.38)$$

$$I_2 = \frac{1}{\sqrt{3}} I_d = 0,58I_d; \quad (2.39)$$

$$P_T = 1,35E_{d0} I_d, \quad (2.40)$$

для шестифазной схемы

$$E_{d0} = 0,96E_{2m} = 1,35E_2; \quad (2.41)$$

$$I_2 = \frac{1}{\sqrt{6}} I_d = 0,41I_d; \quad (2.42)$$

$$P_T = 1,55E_{d0} I_d, \quad (2.43)$$

для сдвоенной трехфазной схемы с уравнительным реактором

$$E_{d0} = 1,17E_2;$$

$$I_2 = \frac{1}{2\sqrt{3}} I_d = 0,29I_d; \quad (2.44)$$

$$P_T = 1,26E_{d0} I_d. \quad (2.45)$$

Из приведенных на рис. 2.13 схем наиболее простой является трехфазная нулевая схема, имеющая меньшее число вентилей и обычный двухобмоточный трансформатор. Однако эта схема имеет наибольший уровень пульсаций в выпрямленной ЭДС (частота пульсаций составляет $3f_c = 150$ Гц). В этой схеме выпрямленный ток нагрузки, протекая через трансформатор, вызывает его дополнительное подмагничивание. В связи с этим трансформатор должен выбираться с некоторым запасом по сечению магнитопровода. Завышенные габариты трансформатора относительно полезной нагрузки обуславливают целесообразность применения этой схемы для электропривода относительно небольшой мощности (1—10 кВт).

В схеме с уравнительным реактором (рис. 2.13, а) вентильные группы $VS1$, $VS3$, $VS5$ и $VS4$, $VS6$, $VS2$ работают параллельно и внутреннее сопротивление ТП будет наименьшим:

$$R_{дп} = \frac{1}{4\pi} x_{2т} + \frac{1}{2} R_{2т} + \frac{1}{I_{дн}}, \quad (2.46)$$

где $R_{2т}$ — результирующее активное сопротивление фазы трансформатора, приведенное ко вторичной цепи, Ом;

$U_{\text{в}} \approx 0,5 \div 1 \text{ В}$ — падение напряжения на одном вентиле при номинальном токе нагрузки $I_{\text{дн}}$, В.

Уравнительный реактор L исключает коммутацию вентилях с одной группы ($VS1, VS3, VS5$) на вентили другой группы ($VS2, VS4, VS6$), тем самым делает работу группы независимой. Схема исключает подмагничивание трансформатора током нагрузки, так как направления МДС двух обмоток на одном стержне трансформатора противоположны. По пульсациям в выпрямленной ЭДС данную схему можно рассматривать как условно-шестифазную (частота пульсаций составляет $6f_c = 300 \text{ Гц}$). Наименьшая типовая мощность трансформатора и наибольший ток нагрузки относительно токов вентиля и трансформатора делают эту схему целесообразной для ТП большой мощности с большими токами нагрузки. Недостатком схемы является наличие дополнительного элемента — уравнительного реактора.

Для шестифазной схемы (рис. 2.13, б) с частотой ЭДС $6f_c = 300 \text{ Гц}$ не требуется уравнительного реактора, однако в этой схеме необходима наибольшая типовая мощность трансформатора. Схема практически работоспособна только при соединении первичной обмотки трансформатора в треугольник. При соединении звезда — шестифазная звезда возникает сильное однофазное подмагничивание всех трех стержней трансформатора, что делает данную схему практически непригодной для работы ТП. Повышенные значения типовой мощности трансформатора и внутреннего сопротивления ТП

$$R_{\text{дн}} = \frac{A}{2\pi} x_{21} + R_{2\tau} + \frac{U_{\text{в}}}{I_{\text{дн}}} \quad (2.47)$$

ограничивают целесообразность применения шестифазной схемы в ТП небольшой мощности (1—5 кВт).

Широкое применение в электроприводе находит трехфазная мостовая схема ТП (рис. 2.14). Эта схема представляет собой сдвоенную нулевую схему, работающую последовательно в оба полупериода переменного тока. Поэтому для мостовой схемы

$$E_{\text{д0}} = 2(1,17E_2) = 2,34E_2 = 1,35E_{2\text{л}}; \quad (2.48)$$

$$I_2^2 = \frac{2}{3} I_{\text{д}}^2, \quad (2.49)$$

где $E_{2\text{л}} = \sqrt{3}E_2$ — действующее значение линейной ЭДС вторичной цепи трансформатора, В. По сравнению с

Рис. 2.14. Трехфазная мостовая схема выпрямителя

трехфазной нулевой схемой мостовая схема имеет преимущества:

1) выпрямленная ЭДС при одном и том же вторичном напряжении трансформатора в 2 раза больше;

2) пульсации выпрямленной ЭДС (частота пульсаций равна $6f_c = 300$ Гц) в 2 раза больше по частоте и меньше по амплитуде;

3) вентильные группы могут подключаться к сети без трансформатора;

4) типовая мощность трансформатора меньше:

$$P_T = 1,05 E_{a0} I_a. \quad (2.50)$$

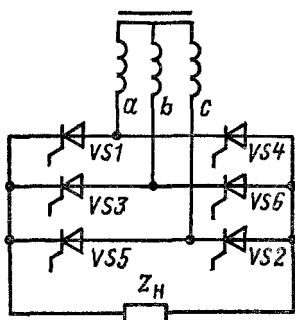
Перечисленные достоинства обуславливают преимущественное применение трехфазной мостовой схемы в системах электропривода мощностью в десятки — сотни киловатт. Эта схема, выполненная в виде единичного блока — модуля, позволяет унифицировать ТП. Для нагрузок с большим током ТП комплектуется из нескольких мостов, соединенных параллельно по цепям переменного и постоянного тока.

Представленные на рис. 2.13 и 2.14 схемы относятся к неререверсивным ТП. Ререверсивные ТП комплектуются из двух неререверсивных вентильных комплектов, объединенных электрически по цепи нагрузки и по цепям СИФУ.

Для удобства анализа работы СИФУ многофазных ТП нумерацию тиристоров в вентильных группах выполняют в соответствии с очередностью их открывания, начиная отсчет от фазы a (рис. 2.13, 2.14). Тогда для шеститиристорных схем фаза отставания открывания тиристора с номером i относительно первого тиристора $VS1$ может быть определена по формуле

$$\varphi_i = (i - 1) 60^\circ. \quad (2.51)$$

Соответствующие диаграммы очередности открывания тиристоров изображены для шестифазной схемы на рис. 2.15, a , для трехфазной нулевой с уравнивательным



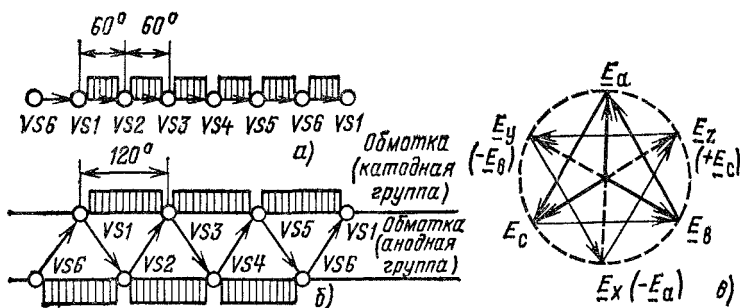


Рис. 2.15. Диаграммы очередности открывания тиристоров в шести-фазной (а), трехфазной нулевой с уравнивающим реактором и трех-фазной мостовой (б) схемах выпрямителя и векторная диаграмма вторичных ЭДС трансформатора (в)

реактором и трехфазной мостовой на рис. 2.15, б. Векторная диаграмма вторичных ЭДС трансформатора показана на рис. 2.15, в. Основу СИФУ составляет блок управления, предназначенный обычно для управления одним тиристором. В состав блока управления входят генератор опорных напряжений *ГОН*, синхронизированных с напряжением питания тиристоров, фазосмещающее устройство *ФСУ*, регулирующее фазу открывающего импульса, и генератор импульсов *ГИ*, вырабатывающий необходимый для открывания тиристоров импульс (рис. 2.16, с).

Широкое применение в современных СИФУ аналогового типа находит так называемый вертикальный прин-

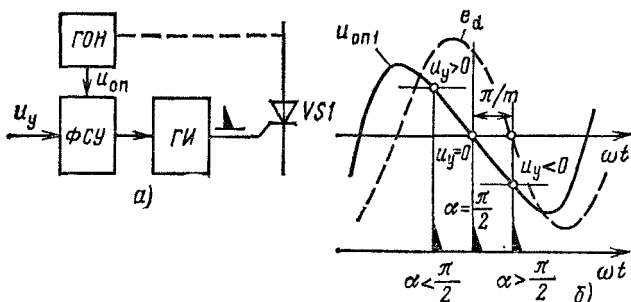


Рис. 2.16. Функциональная схема блока управления СИФУ (а) и диаграмма регулирования фазы открывающего импульса по вертикальному принципу (б)

тип управления. В таких СИФУ разностный сигнал U_y при изменении управляющего напряжения U_y изменяет момент перехода через нуль относительно вторичной ЭДС $e_{2т}$, соответственно регулируется фаза открывающего импульса (рис. 2.16, б). Синхронизация напряжений $U_{оп}$ и $e_{2т}$ выполняется таким образом, чтобы при $U_y = 0$ угол открывания $\alpha = \pi/2$, что соответствует согласно (2.33) $E_d = 0$ для режима непрерывных токов. Для выполнения этого условия фазовый сдвиг между опорным напряжением и вторичной ЭДС для любого тиристора с номером i должен составлять

$$\Delta\varphi_i = \varphi_{оп\ i} - \varphi_{2т} - \pi/m. \quad (2.52)$$

На рис. 2.16, б изображены соответствующие напряжения для тиристора $VS1$. Очевидно, для трехфазных схем $\Delta\varphi_i = 60^\circ$ и в качестве опорных могут быть использованы напряжения, опережающие по фазе на 60° соответствующие вторичные ЭДС: $e_y = -e_b$ для $VS1 (e_a)$; $e_z = -e_c$ для $VS3 (e_b)$; $e_x = -e_a$ для $VS5 (e_c)$. Для шестифазной схемы $\Delta\varphi_i = 30^\circ$ и опорными могут быть напряжения, пропорциональные $e_a - e_b$ для $VS1 (e_a)$, $e_z - e_x$ для $VS2 (e_z)$, $e_b - e_c$ для $VS3 (e_b)$ и т. д. Векторная диаграмма рис. 2.15, в наглядно иллюстрирует сдвиг фаз между соответствующими ЭДС.

Рассмотрим примеры функциональных схем типовых трехфазных ТП промышленных серий. На рис. 2.17, а представлена схема трехфазного мостового нереверсивного ТП. Особенность мостовой схемы в отличие от нулевой заключается в том, что в каждый момент времени открыты два тиристора, включенных последовательно с нагрузкой. Поэтому для поддержания обоих тиристоров во включенном состоянии ширина открывающих импульсов должна быть не менее 60° , чтобы ТП не смог закрыться в режиме прерывистых токов, так как через каждые 60° происходит отключение одного из тиристоров и включение другого. Широкие импульсы технически сложнее сформировать, чем узкие. Кроме того, широкие импульсы вызывают дополнительный нагрев тиристоров. Поэтому вместо широких используются двоянные узкие импульсы. Каждый тиристор через каждые 60° после основного открывающего импульса (сплошная стрелка на рис. 2.17, б) получает дополнительный импульс (штриховая стрелка на рис. 2.17, б). На тиристор с номером i дополнительный импульс поступает от генератора импульсов с номером $i+1$.

Диаграмма синхронизированной работы генераторов импульсов приведена на рис. 2.17, в, где генераторы импульсов изображены в

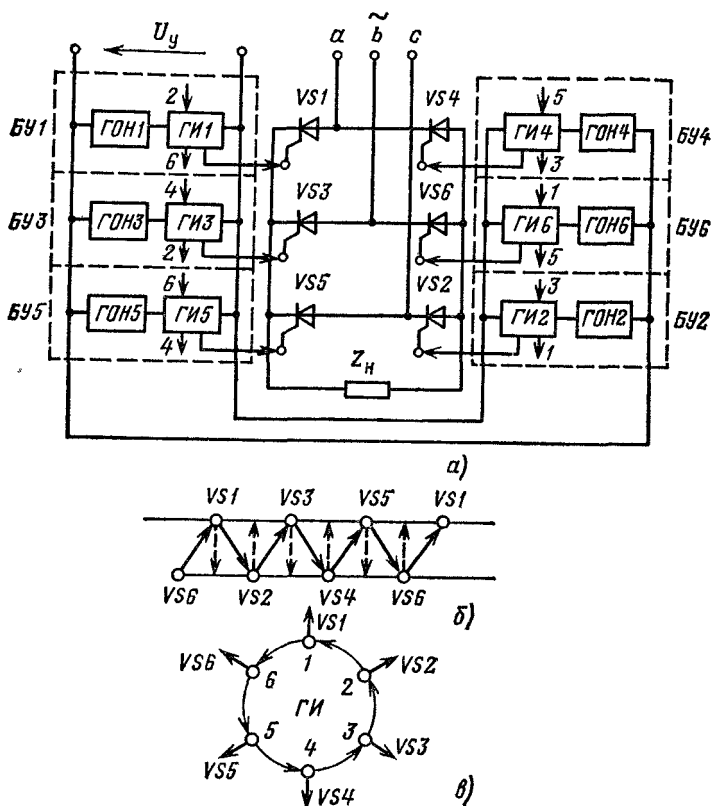


Рис. 2.17. Трехфазная мостовая схема неперсисного ТП (а) и диаграммы очередности открывания тиристоров (б) и работы генераторов импульсов (в)

виде кружков, основные импульсы — радиальными стрелками, а дополнительные — дуговыми стрелками. В соответствии с диаграммой на рис. 2.17, а короткими вертикальными стрелками показаны входы и выходы у генераторов для дополнительных импульсов. Цифры у стрелок генератора импульсов указывают номера других генераторов, с которыми соединены вход и выход данного генератора. В состав СИФУ входят шесть идентичных блоков управления БУ1—БУ6, в которых на генераторы импульсов поступает разность опорных напряжений генераторов опорных напряжений ГОН1—ГОН6 и общего для всех БУ напряжения управления U_y . Цепь, в которой сравниваются $U_{оп.}$ и U_y , выполняет функцию фазосмещающего устройства

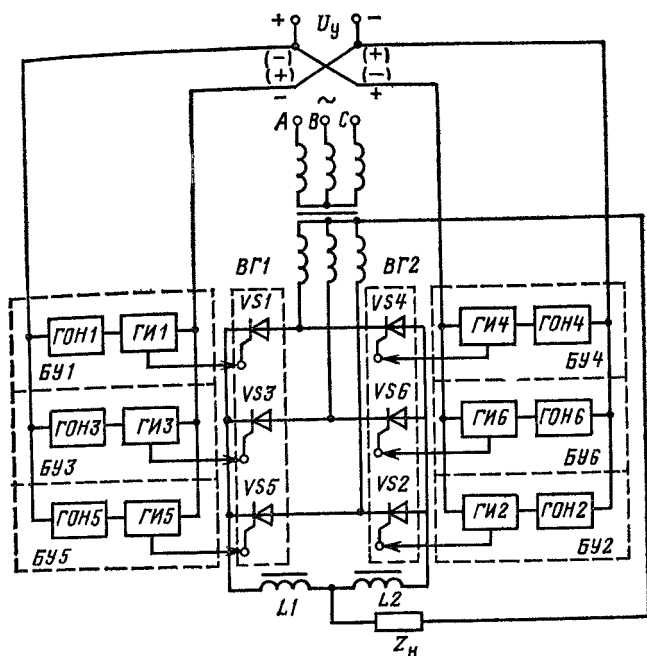


Рис. 2.18. Трехфазная нулевая схема реверсивного ТП с совместным управлением вентильными группами

(ФСУ на рис. 2.16, а). Угол открывания тиристоров регулируется изменением U_γ .

На рис. 2.18 приведена трехфазная нулевая схема реверсивного ТП с совместным управлением. В составе реверсивного ТП объединены две нереверсивные вентильные группы для противоположных направлений тока нагрузки: катодная группа ВГ1 и анодная группа ВГ2. При совместном управлении открывающие импульсы подаются одновременно на обе группы таким образом, что если ВГ1 открывается в выпрямительном режиме ($\alpha_1 < \pi/2$), то ВГ2 — в инверторном ($\alpha_2 > \pi/2$), и наоборот. Если при этом выполняется условие

$$\alpha_1 + \alpha_2 = \pi, \quad (2.53)$$

такое управление вентильными группами называют согласованным. Условие

$$\alpha_1 + \alpha_2 = \pi + 2\Delta\alpha_0 > \pi \quad (2.54)$$

отвечает несогласованному управлению с углом смещения $\Delta\alpha_0$ каждой вентильной группы от согласованного начального угла от-

крывания, равного $\pi/2$. При выполнении условия (2.53) средние значения выпрямленных ЭДС $BГ1$ и $BГ2$ равны, т. е. $E_{d1} = E_{d2}$, что соответствует графически горизонтальным прямым, проходящим через точки 1, 2 и 1', 2' на рис. 2.19. При этом, если $\alpha_2 > \pi/2$, $BГ2$ открывается в инверторном режиме и угол опережения открывания $\beta_2 = \pi - \alpha_2$ для $BГ2$ равен углу запаздывания открывания $BГ1$, т. е. $\beta_2 = \alpha_1$. При несогласованном управлении (2.54) $\beta < \alpha$ и $\hat{E}_d = E^{\wedge}$, а именно по абсолютной величине всегда больше выпрямленная ЭДС вентильной группы, открываемой в инверторном режиме, т. е. $|E_{dИ}| > |E_{dB}|$. Это объясняется тем, что при нулевом уровне сигнала управления $\alpha_1 = \alpha_2 = \pi/2 + \Delta\alpha_0$, т. е. обе вентильные группы смещены в инверторный режим.

На рис. 2.19 несогласованному управлению соответствуют точки 1'', 2'' и 1''', 2''', изображающие на графиках выпрямленные ЭДС $BГ1$ и $BГ2$. Применительно к схеме рис. 2.18 условие (2.54) означает, что средний потенциал на общем катоде ниже среднего потенциала на общем аноде. Это исключает протекание выпрямленного тока короткого замыкания между $BГ1$ и $BГ2$. Данный ток отсутствует и при согласованном управлении, когда $E_{d1} = E_{d2}$. Однако равенство средних значений ЭДС не означает равенство мгновенных значений, в результате чего между вентильными группами протекает пульсирующий уравнивательный ток, для ограничения которого вводятся уравнительные реакторы $L1$ и $L2$. Наибольший уравнивательный ток имеет место при согласованном управлении, когда он приобретает гранично-непрерывный характер.

Нарушение согласованного управления за счет неточности установки или дрейфа параметров, когда $|E_{dИ}|$ окажется меньше $|E_{dB}|$, приведет к непрерывному резко возросшему выпрямленному току,

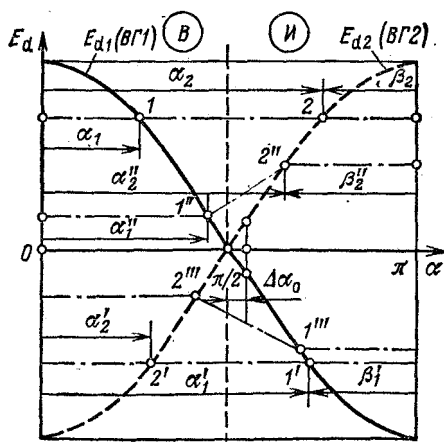


Рис. 2.19. Характеристики управления вентильных групп реверсивного

который не может быть ограничен индуктивным сопротивлением реакторов L_1 и L_2 . Исключения данного режима строго согласованное управление практически не применяют, устанавливая всегда некоторый угол смещения $\Delta\alpha_0$, который должен перекрыть возможный разброс параметров. Чем больше $\Delta\alpha_0$, тем меньше уравнивающий ток, однако при этом возрастает нелинейность в характеристиках управления ТП. Блоки управления СИФУ подключены параллельно к источнику напряжения управления U_y . При этом полярности U_y БУ1, БУ3, БУ5 катодной группы и БУ2, БУ4, БУ6 анодной группы противоположны. Этим достигается открывание одной вентильной группы в выпрямительном режиме, а другой в инверторном.

На рис. 2.20 показаны диаграммы вторичной ЭДС фазы a и опорных напряжений для тиристоров этой фазы $VS1$ к $VS4$. При положительной полярности U_y на входе БУ1 тиристор $VS1$ открывается в выпрямительном режиме в момент времени, когда $U_{оп1} = -U_y = 0$ и $dU_{оп1}/dt < 0$. Тиристор $VS1$ пропускает рабочий ток на интервале λ_{VS1} . На входе БУ4 полярность U_y отрицательна, и тиристор $VS4$ открывается в инверторном режиме в момент времени, когда $U_{оп4} = -U_y = 0$ и $dU_{оп4}/dt < 0$. Тиристор $VS4$ открыт для протекания уравнивающего тока на интервале λ_{VS4} . Если поменять полярность управляющего напряжения, то тиристоры $VS1$ и $VS4$ поменяются ролями: $VS4$ будет открываться в выпрямительном режиме, а $VS1$ в инверторном режиме. Тиристоры открываются на отрицательной полуволне e_a , и напряжение нагрузки поменяет свое направление.

На рис. 2.21 приведена трехфазная мостовая схема реверсивного ТП с раздельным управлением. Две вентильные группы ВГ1 и ВГ2 представляют собой два трехфазных моста, включенных встречно-

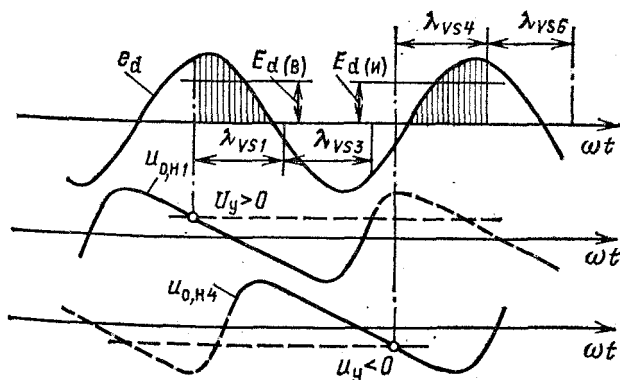


Рис. 2.20. Графики изменения ЭДС и опорных напряжений для одной фазы реверсивного ТП

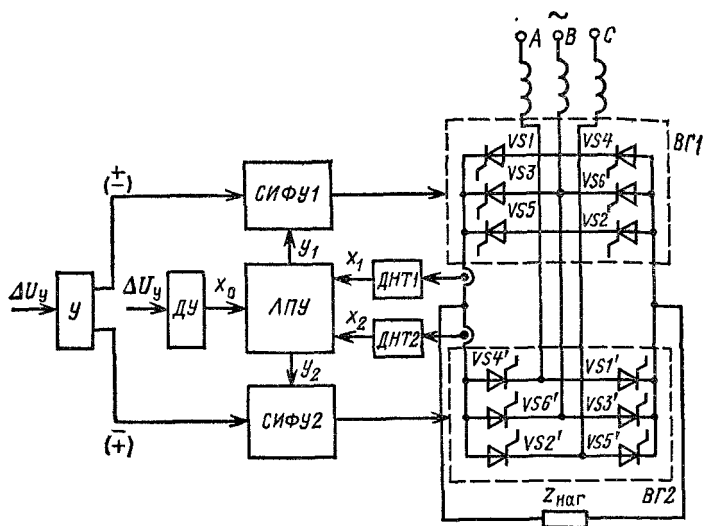


Рис. 2.21. Трехфазная мостовая схема реверсивного ТП с разделным управлением вентильными группами

параллельно. При раздельном управлении открывающие импульсы подаются только на одну группу, находящуюся в работе, другая группа при этом закрыта. В связи с этим отсутствует необходимость в уравнильных реакторах. Это снижает массогабаритные показатели ТП, что является достоинством ТП с раздельным управлением. Отсутствие уравнильного тока ухудшает характеристики ТП в зоне малых нагрузок. Однако современные средства управления позволяют корректировать и улучшать работу ТП в зоне прерывистых токов. Поэтому раздельное управление находит все более широкое применение в системах электропривода не только большой, но и малой мощности. Система управления ТП содержит кроме СИФУ1 и СИФУ2, вырабатывающих управляющие импульсы для вентильных групп ВГ1 и ВГ2, логическое переключающее устройство (ЛПУ), выполняющее автоматическое переключение ВГ1 и ВГ2. На ЛПУ возлагаются следующие функции:

- 1) выбор группы для работы в зависимости от знака управляющего напряжения ΔU_y — разности задающего напряжения и напряжения обратной связи;
- 2) запрещение открывания неработающей группы при наличии тока в работающей группе;
- 3) запрещение снятия открывающих импульсов с работающей группы при протекании в ней тока;

обеспечение временной паузы перед включением вступающей

работы группы.

Для реализации перечисленных функций требуется информация о токе в вентильных группах и знаке управляющего сигнала. Эта информация поступает в ЛПУ с датчиков нулевого тока ДНТ1 и ДНТ2 а также с датчика управления ДУ. Так как ЛПУ — устройство релейного действия, то его входные x_0, x_1, x_2 и выходные y_1, y_2 величины являются дискретными и характеризуются двумя уровнями — низким (условно 0) и высоким (условно 1). В терминологии алгебры логики сформулированный выше алгоритм работы ЛПУ можно записать в виде структурных формул:

$$\begin{aligned} y_1 &= (\bar{x}_0 + x_1) + x_2; \quad 1 \\ y_2 &= (\bar{x}_0 + \bar{x}_2) + x_1 \cdot \quad / \end{aligned} \quad (2.55)$$

где y_1, y_2 — запрещающие сигналы на открывание ВГ1 и ВГ2; x_1, x_2 — сигналы наличия тока в ВГ1 и ВГ2; x_0 — сигнал выбора вентильной группы для работы ($x_0=0, \Delta U_y > 0$ для ВГ1, $x_0=1, \Delta U_y < 0$ для ВГ2); черты над логической переменной означает ее инверсное значение.

В соответствии с (2.55) запрещающий сигнал y_1 подается на СИФУ1, если $x_2=1$ ($I_{d2} \neq 0$) или $x_2=0$ и $x_1=0$, но $x_0=1$. Аналогично $y_2=1$, если $x_1=1$ ($I_{d1} \neq 0$) или $x_1=x_2=0$, но $x_0=0$. Схема ЛПУ приведена на рис. 4.18.

Управляющие свойства ТП определяются их характеристиками управления $E_a = \varphi(U_y)$. В соответствии с общей функциональной схемой (см. рис. 2.12) внутренняя координата ТП — угол открывания α — выделяет в составе ТП две части: СИФУ и ВГ, математическим описанием которых будут характеристики управления СИФУ $\alpha = \varphi_y(U_y)$ и вентильной группы $E_a = \varphi_{ВГ}(\alpha) = E_{a0} \times X \cos \alpha$. Очевидно, что результирующая характеристика Управления ТП определится как сложная функция, т. е. $E_a = \varphi_{ВГ}[\varphi_y(U_y)] = \varphi(U_y)$. Поскольку для всех ТП характеристики управления вентильных групп одинаковы, то вид результирующей характеристики будет зависеть от характеристики управления СИФУ, в свою очередь, определяемой видом опорного напряжения. Так как открывающий импульс выдается в моменты равенства опорного напряжения на его спадающем участке и напряжения управления, то зависимость $\alpha(U_y)$ определяется формой опорного напряжения и, его фазовым сдвигом по отношению к напряжению силовой цепи тиристора. Если при $U_y=0 \alpha = \pi/2$, то при косинусоидальной форме опор-

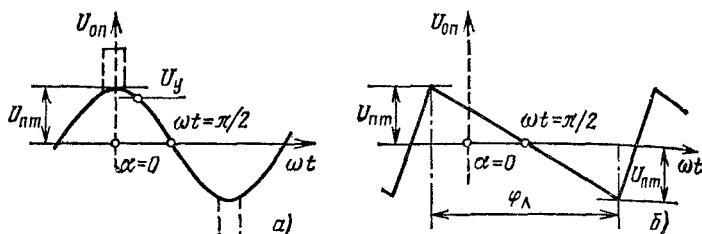


Рис. 2.22. Косинусоидальное (а) и пилообразное (б) опорные напряжения СИФУ

ного напряжения $U_{оп} = U_{пм} \cos a$ (рис. 2.22, а). Тогда характеристика СИФУ определится выражением

$$a = \arccos (U_y / U_{пм}). \quad (2.56)$$

Подстановка (2.56) в выражение для E_d (2.33) определит характеристику управления ТП при косинусоидальном опорном напряжении

$$E_d = E_{d0} \cos (\arccos \frac{U_y}{U_{пм}}) = \frac{E_{d0}}{U_{пм}} U_y. \quad (2.57)$$

Характеристика оказывается прямолинейной с коэффициентом усиления

$$k_{п} = E_{d0} / U_{пм} \quad (2.58)$$

в диапазоне изменения U_y от $-U_{пм}$ до $+U_{пм}$. Для пилообразной формы опорного напряжения (рис. 2.22, б) имеем линейную зависимость $U_{оп}$ от a :

$$U_{оп} = -\frac{2U_{пм}}{\varphi_{л}} \left(\alpha - \frac{\pi}{2} \right).$$

Обратная функция определит характеристику управления СИФУ

$$\alpha = \frac{\pi}{2} - \frac{\varphi_{л}}{2U_{пм}} U_y, \quad (2.59)$$

где $\varphi_{л}$ — угловой интервал линейного рабочего участка опорного напряжения, рад; $U_{пм}$ — максимальное значение опорного напряжения на концах линейного участка, В.

Подстановка (2.59) в (2.33) дает выражение для характеристики управления ТП при пилообразном опорном напряжении:

$$E_d = E_{d0} \cos \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\varphi_{л}}{2U_{пм}} U_y \right) = E_{d0} \sin \frac{\varphi_{л}}{2U_{пм}} U_y. \quad (2.60)$$

для $U_y \ll U_{пт}$

$$E_d \approx k_{\pi} U_y = \frac{E_{d0}}{2U_{пт}} \varphi_{л} U_{л}. \quad (2.61)$$

Постоянством косинусоидальной формы опорного напряжения является линейность результирующей характеристики управления ТП. Однако диапазон регулирования угла α составляет менее 180° , так как практически следует исключить из зоны регулирования окрестности максимума и минимума опорного напряжения, где оно практически не изменяется. В зоне больших значений U_y , близких к $U_{пт}$, возникает опасность превышения управляющим напряжением значения $U_{пт}$, что приведет к исчезновению открывающих импульсов. Для исключения этого явления в опорном напряжении формируется барьерный пик, увеличивающий максимальное значение $U_{оп}$ (изображен штриховыми прямоугольниками на рис. 2.22, а).

Достаточно широкий диапазон регулирования имеет СИФУ с пилообразным опорным напряжением, однако характеристика управления ТП с такой СИФУ оказывается нелинейной и имеет синусоидальный характер. В общем случае при более сложной форме опорного напряжения характеристика управления ТП может быть построена графически. Для этого строятся отдельно зависимости E_d и $U_{оп}$ от α с одинаковым масштабом по оси α при расположении на одной вертикальной линии точек $E_d=0$ и $U_{оп}=0$ (рис. 2.23). Задаваясь значениями $U_y=U_{оп}$ точки с нижнего графика $U_{оп}=f(\alpha)$ переносим на верхний $E_d=f_{вг}(\alpha)$, а далее на координатную плоскость с осями E_d и U_y .

На рис. 2.23 штрихпунктирными линиями со стрелками показано определение точек характеристик управления вентильных групп ВГ1 и ВГ2 для одного значения напряжения управления U_{y1} при смещении групп относительно согласованного управления по напряжению на U_0 , по углу на Дао. При несогласованном управлении максимальные напряжения управления U_{ym1} и U_{ym2} , соответствующие $E_{d\max}=E_{d0}$, для выпрямительного и инверторного режимов не равны, а именно $U_{ym2} < U_{ym1}$. Практически инвертор не может работать с углом $\beta=0$. Как известно из курса промышленной электроники, β_{min} — минимально допустимый угол опережения открывания инвертора — должен быть не меньше суммы углов мутации и восстановления запирающих свойств тири-

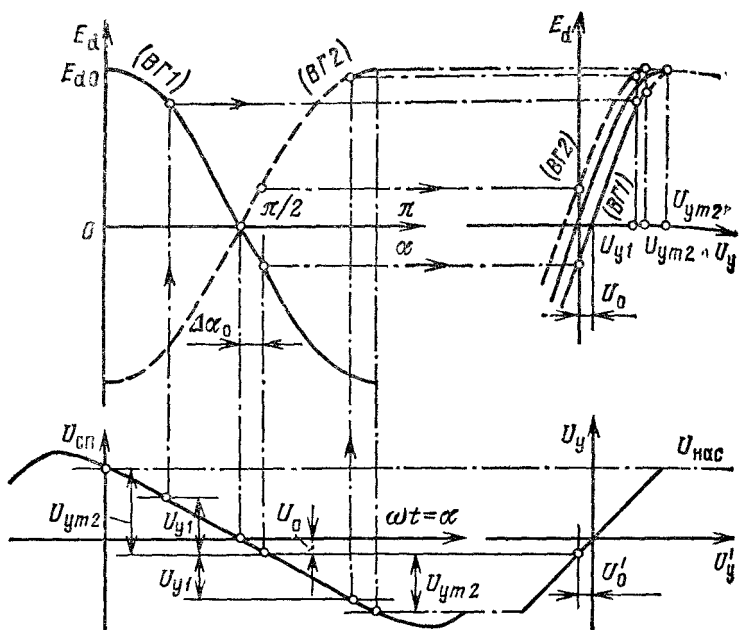


Рис. 2.23. Исходные и итоговые характеристики при графическом способе построения характеристик управления реверсивного ТП

стором. Поэтому для реверсивного ТП $E_{d \max} < E_{d0}$. Надежное ограничение значений U_{y1} и U_{y2} на требуемом уровне может быть обеспечено с помощью входного усилителя с характеристикой управления $U_y = \varphi(U_y)$, имеющей участки насыщения, где $|U_y| = \text{const} = U_{\text{нас}}$ (рис. 2.23). При согласованном управлении ($U_0 = 0$, $\Delta\alpha_0 = 0$) две характеристики $BG1$ и $BG2$ сливаются в одну, которая проходит через начало координат.

Режим прерывистых токов вносит искажения в характеристики управления, которые оказываются для этого режима функциями не только напряжения управления, но и тока нагрузки. На рис. 2.24, а изображены внешние характеристики ТП $E_d = \psi(I_d)$. Режим прерывистых токов при углах открывания, превышающих $\alpha_{\text{гр min}}$, ограничен эллипсом, который описывается уравнениями

$$E_{\text{агр}} = B \cos \alpha; \quad I_{\text{агр}} = A \sin \alpha, \quad (2.6)$$

где $B = E_{d0}$ — вертикальная полуось эллипса, В;

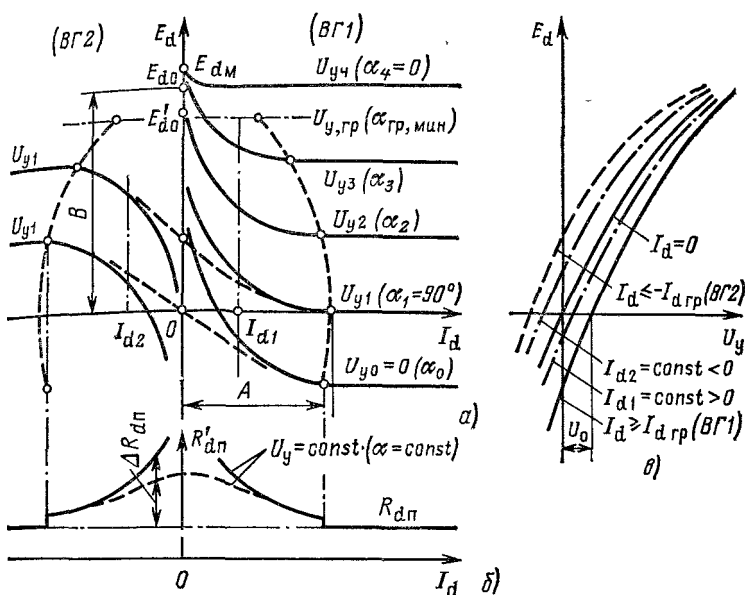


Рис. 2.24. Внешние характеристики (а), график внутреннего сопротивления (б) к характеристикам управления в ТП с учетом режима прерывистых токов (в)

$$A = \frac{E_{d0}}{kx_{2T} + x_d} \left(1 - \frac{\pi}{m} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{m} \right). \quad (2.63)$$

— горизонтальная полуось эллипса, A ; x_d — индуктивное сопротивление цепи нагрузки, Ом; $k=1$ для нулевых m -фазных схем (рис. 2.13, а, б); $k=2$ для мостовой трехфазной схемы (рис. 2.14); $k=1/2$ для сдвоенной нулевой с уравнительным реактором (рис. 2.13, в).

Следует отметить, что в режиме прерывистых токов при углах $\alpha < \pi/m$ в момент появления отпирающего импульса ЭДС нагрузки превышает ЭДС ТП. Поэтому для открывания тиристорov требуются широкие отпирающие импульсы длительностью y/t .

Нелинейность внешних характеристик в зоне прерывистых токов при работе ТП на противо-ЭДС E можно считать как следствие наличия дополнительного индуктивного сопротивления ГП $\Delta R_{dп}$ (рис. 2.24, б). Тогда за счет $\Delta R_{dп}$ ЭДС будет снижаться в зоне прерывистых

токов согласно уравнению

$$\Delta E_d = -I_d \Delta R_{дп}, \quad (2.64)$$

где

$$\Delta R_{дп} = R'_{дп} - R_{дп};$$

$$R'_{дп} = \frac{4\pi}{m} (kx_{2т+1} - x_d) \frac{1}{\lambda^2},$$

$\lambda \leq 2\pi/m$ — интервал проводимости тока, определяемый решением трансцендентного уравнения [16]

$$\sin\left(\lambda + \alpha - \frac{\pi}{m}\right) - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right) = \lambda \frac{E}{E_{2m}}. \quad (2.66)$$

Максимальное значение ЭДС ТП при холостом ходе равно значению ЭДС в цепи нагрузки:

$$p_{d0} \sim \begin{cases} E_{dm} \cos(\alpha - \pi/m) & \text{для } \alpha \gg \pi/m; \\ E_{dm} & \text{для } \alpha < \pi/m, \end{cases} \quad (2.67)$$

где E_{dm} — амплитудное значение выпрямленной ЭДС, В,

С помощью (2.64) — (2.67) могут быть построены зависимости E_d и $R_{дп}$ от I_d при фиксированных значениях U_y или a . Характеристика управления ТП для зоны прерывистых токов определяется точками пересечения вертикали $I_d = \text{const}$ с внешними характеристиками (рис. 2.24, а, в). При совместном управлении вентильными группами ВГ1 и ВГ2 уравнительный ток обеспечивает непрерывность внешней характеристики, переходящей из первого квадранта, где $I_d > 0$, во второй квадрант, где $I_d < 0$ (штриховые соединительные линии на рис. 2.24, а), при этом условию $I_d = 0$ соответствует характеристика управления, проходящая через начало координат (рис. 2.24, в):

$$E_d = \varphi(U_y) \quad \text{и} \quad E_d = k_n U_y$$

при линеаризации в окрестности начала координат с коэффициентом усиления k_n . При этом ТП представляется расчетной моделью, изображенной на рис. 1.6, б. Внутреннее нелинейное сопротивление $R'_{дп}$ входит в цепь нагрузки ТП.

При увеличении тока характеристика смещается вправо, а при уменьшении тока — влево вдоль оси U_y . Если принять данное смещение пропорциональным току нагрузки, то семейство характеристик управления может

быть представлено выражениями

$$\left. \begin{aligned} E_d &= \varphi(U_y - k_{oi} I_d) \text{ для } |I_d| \leq |I_{dгр}|; \\ E_d &= \varphi(U_y - U_0) \text{ для } |I_d| > |I_{dгр}|, \end{aligned} \right\} \quad (2.68)$$

где $U_0 = k_{oi} I_{dгр}$; k_{oi} — коэффициент внутренней обратной связи по току, Ом.

Линеаризируя характеристики относительно U_y на основе усредненного коэффициента усиления k_n , получаем

$$\left. \begin{aligned} E_d &= k_n (U_y - E_0 * I_d) \text{ для } |I_d| \leq |I_{dгр}|; \\ E_d &= k_n (U_y - U_0) \text{ для } |I_d| > |I_{dгр}|. \end{aligned} \right\} \quad (2.69)$$

Выражениям (2.68) и (2.69) соответствует расчетная модель ТП с фиктивной обратной связью по току, изображенная на рис. 1.6, в. При таком представлении ТП учитывается только его внутреннее сопротивление $R_{дп}$ (2.36), соответствующее непрерывному току, которое добавляется к сопротивлению нагрузки.

При раздельном управлении в отличие от совместного управления характеристики реверсивного ТП совпадают с характеристиками нереверсивного вентильного комплекта и отличаются наибольшей нелинейностью в зоне прерывистых токов, при этом для $I_d = 0$ характеристика управления не проходит через начало координат и для BGI будет, как это следует из рис. 2.24, а, пересекать ось ординат при $E_d > 0$. Для режима непрерывных токов линеаризованная характеристика управления описывается вторым выражением (2.69).

Пример 2.2. Рассчитать коэффициент усиления и минимальное сопротивление в зоне прерывистых токов ТП в трехфазной нулевой схеме, имеющего следующие данные: индуктивность нагрузки $L_d = 0$; максимальное значение линейно изменяющегося опорного напряжения $U_{шт} = 10$ В; угловой интервал рабочего участка опорного напряжения $\Phi_L = 300^\circ$; номинальное линейное вторичное напряжение трансформатора $U_{2л, ном} = 208$ В; напряжение короткого замыкания трансформатора $U_K = 10\%$; относительные потери мощности короткого замыкания трансформатора $\Delta P_K / S_{ном} = 3\%$; напряжение сети $U_{с, ном} = 380$ В; мощность трансформатора $S_{ном} = 6$ кВ·А.

При линейном опорном напряжении характеристика ТП приобретает синусоидальный характер (2.60):

$$E_d = E_{d0} \sin \frac{\Phi_L}{2U_{шт}} U_y.$$

Для трехфазной нулевой схемы согласно (2.28)

$$E_{d0} = 1,17 E_2 = 1,17 \frac{208}{\sqrt{3}} = 141 \text{ В.}$$

Тогда

$$E_d = 141 \sin \frac{10}{6} \pi \frac{U_y}{20}$$

и для малых значений U_y , когда

$$\sin \frac{10}{6} \pi \frac{U_y}{20} \approx \frac{10}{6} \pi \frac{U_y}{20},$$

коэффициент усиления ТП

$$k_{\Pi} = 141 \frac{10}{6} \pi \frac{1}{20} \approx 37.$$

Это значение k_{Π} соответствует касательной к синусоидальной характеристике управления ТП и дает возрастающую погрешность с увеличением U_y . Максимальная погрешность имеет место при $U_y =$

$U_{y \max} = 6 \text{ В}$ $\left\{ \sin \frac{10}{6} \pi \frac{6}{20} = 1 \right\}$ и составляет

$$\frac{k_{\Pi} U_{y \max} - E_{d0}}{E_{d0}} = \frac{37 \cdot 6 - 141}{141} = 0,57,$$

т. е. 57 %. Более точная аппроксимация синусоидальной характеристики в интервале углов $0-90^\circ$ усредненным значением k_{Π} , определенным для угла $\frac{10}{6} \pi \frac{U_y}{20} \approx \frac{\pi}{8}$, т. е. для $U_y = 4 \text{ В}$. Для данной линеаризации

$$k_{\Pi} = (141 \sin \pi/3)/4 = 30,5$$

и в диапазоне изменения $U_y = 0-4,6 \text{ В}$ погрешность по выходному напряжению не превосходит 20 %.

Для определения минимального внутреннего сопротивления ТП в зоне прерывистых токов можно воспользоваться выражением (2.66) для границы прерывистых токов. Тогда с учетом $\lambda = 2\pi/m$ и $L_d = 0$ $R_{d \min} = \frac{m}{\pi} x_{2T}$. Сравнение $R_{d \min}$ сопротивлением от перекрытия вентилей R_{Π} (2.37) показывает, что $R'_{d \min}$ в 2 раза больше R_{Π} . Так как

$$R_{2T} = \frac{\Delta P_K}{3 I_{2H}^2} \approx \frac{\Delta P_K}{S_{\text{НОМ}}} \frac{U_{2Л,НОМ}}{\sqrt{3} I_{2НОМ}} = 0,03 \frac{208}{\sqrt{3} 16,7} = 0,216 \text{ Ом},$$

$$\text{а } Z_{2T} = U_K \frac{U_{2Л,НОМ}}{\sqrt{3} I_{2НОМ}} = 0,1 \frac{208}{\sqrt{3} 16,7} = 0,72 \text{ Ом, то}$$

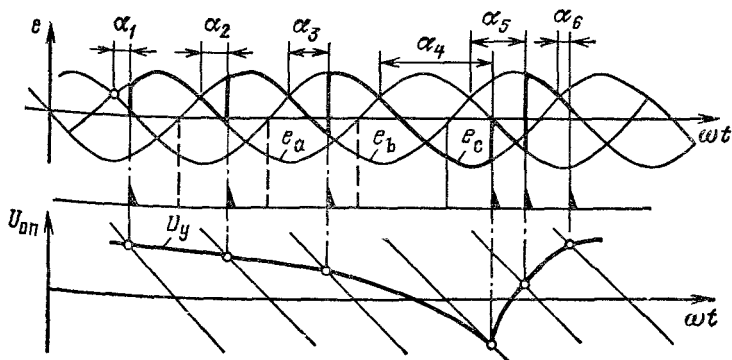
$$x_{2T} = \sqrt{Z_{2T}^2 - R_{2T}^2} = \sqrt{0,72^2 - 0,216^2} = 0,69 \text{ Ом},$$

$$\text{где } I_{2\text{НОМ}} \approx S_{\text{НОМ}} / \sqrt{3} U_{2\text{Л,НОМ}} = 6000 / \sqrt{3} 208 = 16,7 \text{ А}.$$

Следовательно, искомое сопротивление

$$R'_{\text{дпmin}} = \frac{1}{I} x_{2T} = \frac{1}{I} 0,69 = 0,66 \text{ Ом}.$$

Управляемый ТП относительно мгновенных значений входной и выходной координат представляет собой нелинейную импульсную систему. Мгновенные значения выпрямленной ЭДС e_a на интервале проводимости тока образуют выходной импульс. Невозможность закрыть тиристор, проводящий ток, с помощью управляющего сигнала обуславливает изменение продолжительности выходного импульса в переходных процессах. При уменьшении напряжения управления U_y продолжительность выходного импульса K увеличивается на некоторую величину $\Delta\alpha = \alpha_2 - \alpha_1$, так как за время работы тиристора управляющий сигнал успевает измениться и вызвать соответствующее увеличение угла открывания (рис. 2.25). Увеличение U_y уменьшает продолжительность открытого состояния вентиля на величину $\Delta\alpha$ (рис. 2.25). Выходное напряжение будет нарастать с темпом $k_{\text{п}} dU_y/dt$. Темп снижения выходного напряжения $k_{\text{п}} dU_y/dt$ только при условии $|dU_y/dt| < |dU_{0\text{н}}/dt|$, откуда следует, что в инверторного режима в выпрямительный ТП может переводиться сколь угодно быстро и, наоборот, из выпрямительного в инверторный режим — с темпом, не



Графики изменения напряжения управления, угла открывания и ЭДС ТП в переходных процессах

превышающим значение, определяемое частотой сети f . Если на вход ТП подать переменный сигнал управления с частотой $f_y > f_c$, то в выходной ЭДС ТП может появиться постоянная составляющая. Это означает, что преобразование входного сигнала в выходной сопровождается существенными искажениями. Теоретически ТП теряет полностью управляемость при $f_y > \frac{\pi}{2} f_c$ [16].

В диапазоне частот $f_c \leq f_y < \frac{\pi}{2} f_c$ ТП может пропускать переменный управляющий сигнал, не давая постоянной составляющей. Однако это имеет место только для небольших диапазонов изменения a и при определенных начальных фазах входного сигнала. Поэтому практически полоса пропускания ТП ограничивается частотой питающей сети. В этой полосе силовая часть ТП может рассматриваться как безынерционное звено с косинусоидальной зависимостью средней ЭДС от угла открывания

В отличие от силовой части ТП СИФУ может вносить заметные фазовые сдвиги величины a относительно управляющего напряжения. Они определяются инерционностью элементов, входящих в состав СИФУ. В зависимости от исполнения СИФУ как инерционное звено обычно приводится к виду апериодического звена, звена с чистым запаздыванием или к тому и другому вместе. С учетом инерционности СИФУ передаточные функции ТП для линейного участка его характеристики управления имеют вид

$$W_{\pi}(p) = \frac{E_d(p)}{U_y(p)} = \frac{1}{T_{\pi} p + 1}; \quad (2.70)$$

$$W_{\pi}(p) = k_{\pi} e^{-\tau_{\pi} p}; \quad (2.71)$$

$$W_{\pi}(p) = k_{\pi} \frac{e^{-\tau_{\pi} p}}{T_{\pi} p + 1}, \quad (2.72)$$

где $T_{\pi} \approx 0,010 \div 0,015$ с; $\tau_{\pi} \approx 0,007 \div 0,015$ с; k_{π} — коэффициент усиления ТП.

Поскольку инерционность ТП мала, то ее учитывать имеет смысл только для малоинерционной нагрузки, постоянные времени которой соизмеримы с T_{π} и τ_{π} при условии требуемого высокого быстродействия регулирования выходной координаты нагрузки. Примером такой нагрузки может служить двигатель постоянного тока с

независимым возбуждением. Структурная схема ТП для такой нагрузки определяется в соответствии с (2.69), (2.70) — (2.72). На рис. 2.26 приведена структурная схема реверсивного ТП с совместным несогласованным управлением, включенного на двигатель.

Для нагрузки с большой индуктивностью, например для обмотки возбуждения, область прерывистых токов практически отсутствует. В этом случае $I_{d\text{гр}}=0$ и при несогласованном управлении характеристика обратной связи по току вырождается в характеристику идеального реле. Инерционность ТП ничтожно мала по сравнению с инерционностью указанной нагрузки и не учитывается в расчетах. С учетом отмеченных фактов структурная схема ТП с активно-индуктивной нагрузкой приобретает вид, показанный на рис. 2.27. Для согласованного управления обратная связь по току в структурных схемах рис. 2.26 и 2.27 отсутствует и преобразователь оказывается линейным звеном.

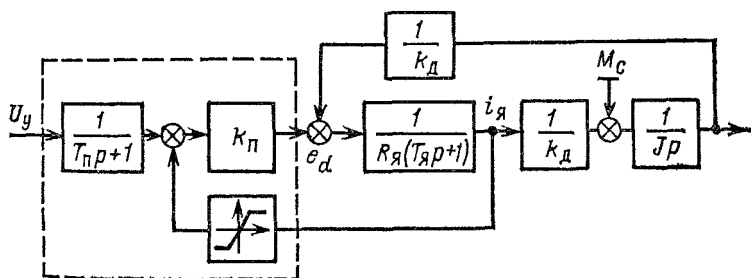


Рис. 2.26. Структурная схема реверсивного ТП с совместным несогласованным управлением вентильными группами при работе на двигателе постоянного тока

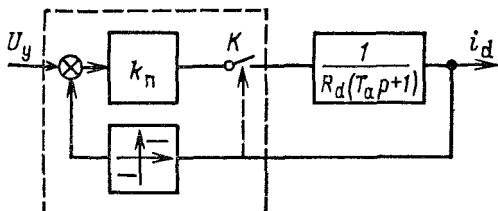


Рис. 2.27. Структурная схема реверсивного ТП с раздельным управлением с активно-индуктивной нагрузкой

Широтно-импульсный преобразователь (ШИП), преобразующий неизменное напряжение постоянного тока и регулируемое напряжение постоянного тока, по сравнению с ТП характеризуется большей полосой пропускания и большей линейностью характеристик управления. Поэтому этому ШИП находит применение для электропривода с высокими быстродействием и точностью регулирования. Однако широтно-импульсная модуляция выходного напряжения (ШИМ) вызывает дополнительные потери электроэнергии от пульсаций рабочего тока и процессов коммутации вентилей. Для режимов рекуперации энергии потребуется источник питания ШИП, допускающий оба направления тока. При отсутствии такого источника обычно применяют неуправляемый выпрямитель, дополняемый соответствующими цепями, в которых должна гаситься рекуперлируемая нагрузкой электроэнергия. Отмеченные недостатки ШИП ограничивают его применение для электроприводов небольшой мощности — от долей кВт до нескольких киловатт.

Функционально ШИП состоит из двух частей: входного блока Б1 — широтно-импульсного модулятора (ШИМ) и выходного блока Б2 — вентильного коммутатора (ВК) (рис. 2.28, а). Широтно-импульсный модулятор преобразует входную координату — напряжение управления U_y во внутреннюю координату — скважность включения вентилей:

$$\gamma = t_B / T_K, \quad (2.73)$$

где t_B — продолжительность включения положительного или отрицательного импульса напряжения, приложенного к нагрузке, для ШИП с однополярными импульсами или продолжительность положительного импульса для ШИП с разнополярными импульсами, с; $T_K = t_B + t_0$ — период коммутации вентилей, с.

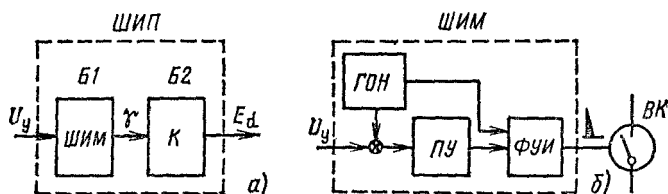


Рис. 2.28. Функциональные схемы ШИП (а) и ШИМ (б)

В состав ШИМ входят генератор опорного напряжения $ГОН$, вырабатывающий напряжение пилообразной формы $U_{оп}$ с частотой $f_k = 1/T_k$, пороговое устройство $ПУ$ дающее сигнал минимального уровня (нулевой сигнал) при $U_{оп} - U_y > 0$ и сигнал максимального уровня (единичный сигнал) при $U_{оп} - U_y \leq 0$, формирователь управляющих импульсов $ФУИ$, преобразующий сигналы $ГОН$ и $ПУ$ в соответствующие управляющие импульсы для силовых вентилях коммутатора K (рис. 2.28, а). Вентильный коммутатор реализует посредством включения и отключения вентильных ключей — тиристоров или транзисторов — заданную с помощью ШИМ скважность в виде выходной ЭДС ШИП, среднее значение которой определяется интегралом

$$E_d = \frac{1}{T_k} \int_0 e dt, \quad (2.74)$$

где e — мгновенная ЭДС ШИП, прикладываемая к нагрузке, B .

На рис. 2.29, а приведена простейшая нереверсивная схема вентильного коммутатора, состоящая из одного ключа BK и одного диода VD , которая обеспечивает однопольярные импульсы выходной ЭДС со средним значением согласно (2.74)

$$E_d = \frac{1}{T_k} U_{п} t_B = U_{п} \gamma. \quad (2.75)$$

Диод VD создает контур для протекания тока под действием ЭДС самоиндукции на интервале отключения коммутатора. Для реверсивной мостовой схемы вентильного коммутатора, приведенной на рис. 2.29, б, возможны различные законы коммутации ключей. При симмет-

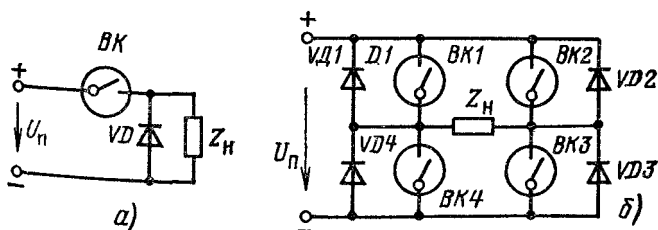


рис. 2.29. Нереверсивная (а) и реверсивная (б) схемы вентильного коммутатора

ричной коммутации вентили включаются парами поочередно, а именно на интервале t_b включены $BK1$ и $BK3$ и отключены $BK2, BK4$, а на интервале $t_0 = T_k - t_b$ наоборот, включены $BK2, BK4$ и отключены $BK1, BK3$. Такой закон коммутации создает на нагрузке разнополярные импульсы ЭДС со средним значением согласно (2.74)

$$E_d = \frac{1}{T_k} (U_n t_b - U_{ng} = U_n (2\gamma - 1)). \quad (2.76)$$

При данном способе коммутации ток нагрузки в течение периода не прерывается даже при $E_d = 0$ за счет возможности его протекания в обоих направлениях. Это обуславливает во всем диапазоне изменения тока нагрузки режим непрерывных токов, что обеспечивает линейность внешних характеристик ШИП. Однако работа ШИП с двуполярными импульсами напряжения характеризуется повышенной пульсацией тока.

Однополярные импульсы выходного напряжения ШИП имеют место при другом законе коммутации, получившем название закона поочередной коммутации. При этом коммутируется одна диагональная пара вентилях ключей. Каждый вентильный ключ пары включается на интервал времени $t_b + T_k$ с временным сдвигом включения одного вентильного ключа относительно другого на период T_k . Очередность работы вентильных ключей такова: $BK1, BK3 \rightarrow BK1 \rightarrow BK3 \rightarrow BK3 \rightarrow BK1, BK3$ и т. д. В интервалы времени t_b , когда включены оба вентильных ключа, появляется импульс ЭДС, а на интервале t_0 , когда включен только один вентильный ключ, импульс ЭДС отсутствует, а ток самоиндукции замыкается через включенный вентильный ключ и диод.

Для изменения полярности ЭДС аналогично коммутируется другая пара вентильных ключей ($BK2$ и $BK4$). Анализ работы ШИП, нагрузкой которого является двигатель постоянного тока, позволяет определить важный показатель ШИП — пульсации тока, вызываемые коммутацией вентилей [17]:

$$\Delta I_n \approx \frac{U_n}{R_{я, дв}} \frac{\gamma(1-\gamma)}{k T_{я} f_k}, \quad (2.77)$$

где $k=1$ для однополярных импульсов ЭДС; $k=0,5$ для разнополярных импульсов ЭДС; $R_{я, дв}$ — сопротивление якоря двигателя, Ом; $T_{я}$ — электромагнитная постоянная времени якорной цепи, с.

Из (2.77) следует, что максимальные пульсации тока $I_{\text{мс}}$ в месте при $\gamma=0,5$ и при несимметричной коммутации вдвое меньше, чем при симметричной коммутации. В этом достоинство схемы ШИП с несимметричным законом коммутации.

На рис. 2.30, а изображена нереверсивная схема ШИП с тиристорным ключом. Функцию собственно ключа выполняет тиристор $VS1$, а тиристор $VS2$ служит для управления процессом коммутации $VS1$. Работает тиристорный коммутатор следующим образом. Пусть предварительно конденсатор C заряжен через $VS2$ с положительным зарядом на верхней обкладке. При подаче управляющего импульса на $VS1$ на двигателе M появляется импульс напряжения U_n и через $VS1$ протекает ток нагрузки. Одновременно по контуру, в который входят конденсатор C , тиристор $VS1$, диод $VD2$ и реактор L_k , происходит процесс перезаряда конденсатора, заканчивающийся через полупериод собственных колебаний контура с положительным зарядом на нижней обкладке. Диод $VD2$ запирает конденсатор от дальнейшей перезарядки. Сигналом на закрывание $VS1$ является управляющий импульс, подаваемый на $VS2$. Через открытые тиристоры $VS2$ и $VS1$ разряжается конденсатор и своим током запирает $VS1$. После запираания $VS1$, ток протекающий через $VS2$, дозаряжает конденсатор до первоначального уровня с положительным зарядом на верхней обкладке.

На рис. 2.30, б приведена нереверсивная схема ШИП с двумя транзисторными ключами. В данной схеме в отличие от схемы рис. 2.30, а транзистор $VT2$, коммутируемый в противофазе с транзистором $VT1$, позволяет изменить направление тока нагрузки и осуществить тор-

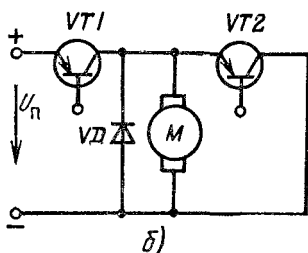
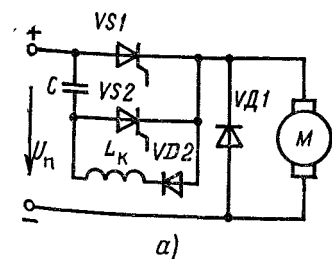


рис. 2.30. Нереверсивные схемы ШИП с тиристорным ключом без торможения (а) и с транзисторными ключами с торможением (б)

возможные режимы двигателя M . Схема обеспечивает режим непрерывного тока при любой нагрузке и регулируемую скорость холостого хода двигателя. Для протекания токов самоиндукции схема дополняется диодами включаемыми встречно-параллельно двигателю M (VD) и транзистору VTI (на рис. 2.30, б не показан).

На рис. 2.31 показаны внешние характеристики неререверсивных ШИП без режима торможения (рис. 2.31, а) и с режимом торможения (рис. 2.31, б).

Так же как и в ТП координата a , в ШИП внутренняя координата y делит ШИП на две части — ШИМ и K (см. рис. 2.28, а), управляющие свойства которых определяются характеристиками управления $y = \varphi_y(U_y)$ для ШИМ и $E_d = \varphi_K(\gamma)$ для вентильного коммутатора. Результирующая характеристика управления ШИП находится как сложная функция $E_d = \varphi_K[\varphi_y(U_y)] = \varphi(U_y)$. Опорное напряжение, определяющее характеристику $\varphi_y(U_y)$, должно иметь пилообразную линейную форму (рис. 2.32):

для неререверсивного ШИП

$$U_{оп} = U_{um} - \frac{U_{um}}{\tau_K} t_0 = U_{um} - \frac{U_{um}}{\tau_K} (T_K - t_B) = U_{um} \gamma; \quad (2.78)$$

для реверсивного ШИП с разнополярными импульсами

$$U_{оп} = U_{um} - \frac{U_{um}}{\tau_K} (T_K - t_B) = U_{um} (2\gamma - 1). \quad (2.79)$$

Так как начало положительного импульса соответствует условию $U_y = U_{оп}$, то характеристики управления ШИМ

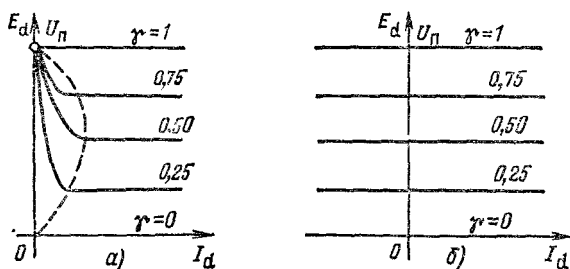


Рис. 2.31. Внешние характеристики неререверсивного ШИП без режима торможения (а) и с режимом торможения (б)

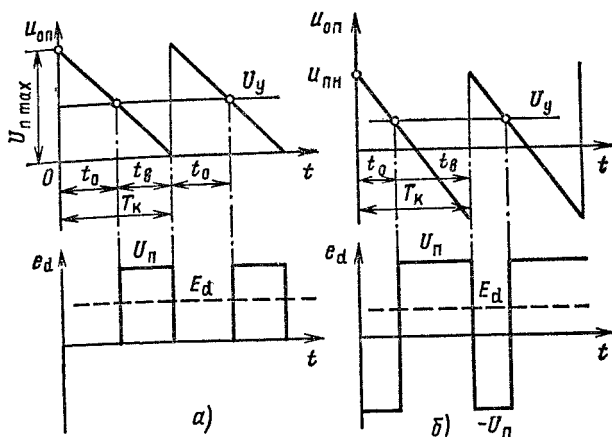


Рис 232 Графики опорного напряжения и выходной ЭДС с однополярными (а) и разнополярными импульсами (б)

определяются как функции, обратные (2.78) и (2.79):

$$\gamma = U_y / U_{\text{пм}}; \quad (2.80)$$

$$\gamma = (1 + U_y / U_{\text{пм}}) / 2. \quad (2.81)$$

Подстановка (2.80) в (2.75), а (2.81) в (2.76) даст выражение для результирующей характеристики управления ШИП:

$$E_a = \frac{U_{\text{п}}}{U_{\text{пм}}} P_i \quad (2.82)$$

При $U_y = U_{\text{пм}} \gamma = 1$ и $E_d = E_{d\text{max}} = U_{\text{п}}$. Однако коммутация вентиля происходит не мгновенно, а занимает некоторый интервал времени. Поэтому практически $\gamma_{\text{max}} < 1$ и устанавливается с помощью системы управления на уровне 0,85—0,90, которому соответствует $E_{d\text{max}} = (0,7 \div 0,9) U_{\text{п}}$.

Управляемый преобразователь напряжения может быть выполнен и для нагрузки переменного тока. Построенный на управляемых вентилях преобразователь сохраняет блочную структуру ТП постоянного тока (см. РИС. 2.12), но с той разницей, что выходной координатой и возмущением по нагрузке будут соответственно действующие значения напряжения и тока нагрузки переменного тока.

На рис. 2.33 приведена схема тиристорного преобразователя напряжения переменного тока (ТПН) для трехфазной нагрузки. Регулирование выходного напряжения ТПН осуществляется так же, как и для ТП постоянного тока на основе естественной коммутации тиристоров за счет запаздывания их открывания для каждой полуволны фазового напряжения сети. Для симметричной нагрузки, когда $Z_{HA} = Z_{HB} = Z_{HC} = Z_H$, режим работы ТПН определяется в соответствии с однофазной схемой замещения (рис. 2.34).

Пусть в схеме рис. 2.34 тиристоры $VS1$ и $VS2$ заменены перемыкающей их накоротко проводящей перемычкой, тогда для активно-индуктивной нагрузки установившийся ток в такой цепи будет отставать по фазе на угол φ от синусоидального напряжения сети, т. е.

$$i_{уст} = \frac{U_m}{Z_H} \sin(\omega t - \varphi), \quad (2.83)$$

где U_m — амплитудное значение напряжения сети, В;

$$Z_H = \sqrt{R_H^2 + (\omega L_H)^2}; \quad \varphi = \arctg(\omega L_H / R_H).$$

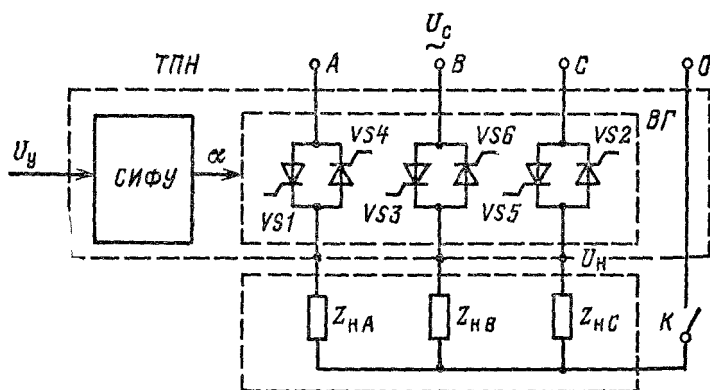


Рис. 2.33. Схема трехфазного ТП напряжения переменного тока

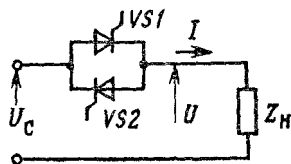


Рис. 2.34. Однофазная схема замещения ТПН

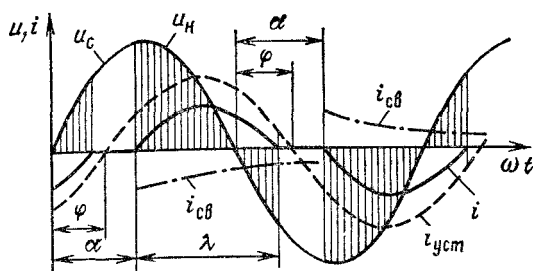


Рис. 2.35. Графики напряжения и тока для одной фазы ТПН

Очевидно, что такой ток будет протекать в нагрузке однофазной схемы с тиристорами $VS1$ и $VS2$, если $VS1$ и $VS2$ открывать в каждый полупериод точно в моменты времени, соответствующие углу $\alpha = \varphi$ (штриховая линия на рис. 2.35). Если угол открывания тиристоров $\alpha > \varphi$, то появление тока задерживается на интервал времени, соответствующий углу $\alpha - \varphi$, и в кривых тока и напряжения появляется бестоковая пауза (рис. 2.35). На каждом полупериоде ток определяется суммой установившегося (2.83) и свободного тока

$$i_{св} = I_{св0} e^{-(R_H/L_H)t} + I_{св0} e^{-(\omega t - \alpha)/\tan \varphi}, \quad (2.84)$$

где начальное значение свободного тока $I_{св0}$ находится из условия равенства нулю суммарного тока в начальный момент $\omega t = \alpha$. Тогда для тока и напряжения нагрузки справедливы следующие выражения:

$$\begin{aligned} i_H &= i_{уст} + i_{св} = \frac{U_m}{\sqrt{2}} [\sin(\omega t - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{-(\omega t - \alpha)/\tan \varphi}]; \\ u_H &= U_m \sin \omega t \text{ при } \alpha \leq \omega t \leq \alpha + \lambda; \\ i_H &= 0 \text{ и } u_H = 0 \text{ при } \alpha + \lambda - \pi < \omega t < \alpha. \end{aligned} \quad | \quad (85)$$

Угол проводимости λ зависит от α и φ и может быть определен из уравнения, которое получается подстановкой в выражение для i_H значения угла $\omega t = \alpha + \lambda$:

$$\sin(\alpha + \lambda - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{-\lambda/\tan \varphi} = 0. \quad (2.86)$$

Зависимость λ от α и φ может быть найдена из (2.86) с помощью ЭВМ. Однако граничные значения λ очевидны

и соответственно равны $\alpha = \varphi$ и 0 при $\alpha = \pi$. Таким образом, при увеличении угла открывания тиристоров α от φ до π среднее за полупериод значение напряжения нагрузки снижается от наибольшего значения U_m (без учета падения напряжения на тиристорах) до 0.

Снижение напряжения на нагрузке происходит за счет увеличения бестоковой паузы. Этот факт обуславливает в исходных синусоидальных формах напряжения и тока нагрузки искажения, которые возрастают с увеличением α . Симметричное управление тиристорами на каждом полупериоде делает функции напряжения и тока нечетными, т. е., $U_n(\omega t) = -U_n(\omega t + \pi)$. Следовательно, в гармоническом составе этих функций отсутствуют четные гармоники. В соответствии с разложением в ряд Фурье для амплитудных значений первых гармоник напряжения справедливы следующие выражения:

$$U'_{m1} = \frac{1}{\pi} \int_a^{a+\lambda} U_m \sin \omega t \cos \omega t d\omega t = \\ = -\frac{U_m}{\pi} [\sin^2(a + \lambda) - \sin^2 \alpha]; \quad (2.87) \quad I$$

$$U''_{m1} = \frac{2}{\pi} \int_a^{a+\lambda} U_m \sin \omega t \sin \omega t d\omega t = \\ = \frac{U_m}{\pi} \left[\lambda - \frac{1}{2} \sin 2(a + \lambda) + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right]; \quad (2.88)$$

$$U_{m1} = \sqrt{U'^2_{m1} + U''^2_{m1}}. \quad (2.89)$$

Определяя на основании (2.86) величину λ для значений α и φ , можно рассчитать амплитуду первой гармоники напряжения нагрузки (U_{m1}) с помощью выражений (2.87) — (2.89) как функцию двух переменных α и φ . Данная функция представляет собой характеристику управления для однофазного, а также трехфазного с нулевым проводом ТПН (рис. 2.36). Для варианта трехфазного ТПН без нулевого провода режимы работы будут отличаться от таковых для однофазного ТПН, поскольку бестоковая пауза в одной из фаз влияет в условиях отсутствия нулевого провода на напряжение нагрузки других фаз. Этот факт отражается на характеристике управления ТПН (штриховая линия на рис. 2.36).

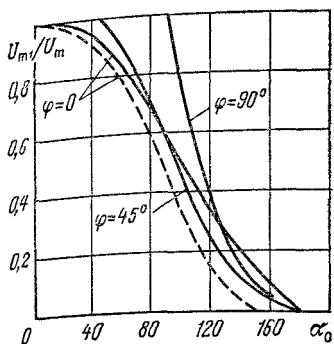


Рис. 2.36. Характеристики управления однофазного и трехфазного с нулевым проводом ТПН

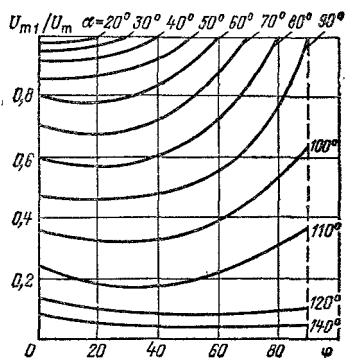


Рис. 2.37. Характеристики трехфазного ТПН без нулевого провода

На рис. 2.37 представлено полученное расчетным путем семейство характеристик управления трехфазного ТПН без нулевого провода, в котором угол открывания тиристоров принят за фиксированный параметр, а фаза нагрузки — за аргумент.

Система импульсно-фазового управления ТПН принципиально не отличается от СИФУ ТП постоянного тока. Построенная по вертикальному принципу система управления состоит из трех функциональных блоков — генератора опорных напряжений *ГОН*, фазосмещающего устройства *ФСУ* и генератора импульсов *ГИ* (см. рис. 2.16, а). Для нумерации тиристоров, показанной на рис. 2.33 и соответствующей очередности их включения, диаграмма распределения открывающих импульсов с шести генераторов импульсов аналогична диаграмме работы *ГИ* мостовой схемы управляемого выпрямителя.

Рассмотрим требования к ширине импульсов СИФУ ТПН. Так как для основного типа нагрузки ТПН — асинхронного двигателя — величина φ переменная и изменяется в пределах от $\varphi_{min} \approx 20^\circ$ до $\varphi_{max} \approx 90^\circ$, то минимальный угол открывания α_{min} — φ должен изменяться в функции фазового сдвига тока нагрузки, что существенно усложняет устройство СИФУ. Если принять α_{min} за неизменную величину, равную φ_{min} , то при $\varphi > \varphi_{min}$ и узких импульсах шириной менее $\varphi - \alpha_{min}$ возникает однополу-

периодный режим ТПН. Действительно, продолжительность протекания тока через открывшийся тиристор ($VS1$ на рис. 2.34) превышает полпериода, т. е. $\lambda > \pi$. В нужный момент открывания ($\alpha_{min} + \pi$) другого тиристора ($VS2$) в следующий полупериод продолжает протекать ток по тиристорам $VS1$, создавая запирающее напряжение для тиристора $VS2$. К моменту окончания тока в $VS1$ исчезает открывающий импульс с $VS2$ и тиристор $VS2$ остается закрытым. Очевидно, для нормального открытия тиристоров в двух полупериодах при $\alpha_{min} < \varphi$ ширина открывающих импульсов должна быть больше разности $\varphi_{max} - \alpha_{min}$, которая для асинхронных двигателей практически составляет $60-70^\circ$. Для трехфазного ТПН без нулевого провода в режиме прерывистого тока при $\alpha > \varphi$ протекание тока в нагрузке возможно только при одновременном открытии двух тиристоров. Поэтому ширина открывающих импульсов для данного ТПН должна превышать 60° , так как коммутация тиристоров происходит через каждые 60° периода.

2.3. Индуктивно-емкостные преобразователи тока

В предыдущих параграфах данной главы рассматривались ТП постоянного тока в режимах регулируемого источника напряжения, когда при изменении тока нагрузки напряжение остается приблизительно неизменным и определяемым задающим сигналом. Однако эти ТП при определенной схеме включения, например с критической положительной обратной связью, могут работать и в режимах источника тока, когда, напротив, при изменении напряжения на нагрузке ток остается неизменным (см. § 1.3). Источник тока применяется для таких потребителей электроэнергии, для которых по условиям их технологического режима требуется постоянство тока, например для дуговых печей с неизменным током дуги, двигателей перематывающих устройств с постоянным напряжением, нагрузочных устройств с неизменным моментом на валу для испытательных и лабораторных стендов и т. д.

Простой и надежный источник тока (ИТ) может быть выполнен на основе индуктивно-емкостной цепи, настроенной на резонанс напряжений (рис. 2.38, а). Режим работы индуктивно-емкостного ИТ описывается

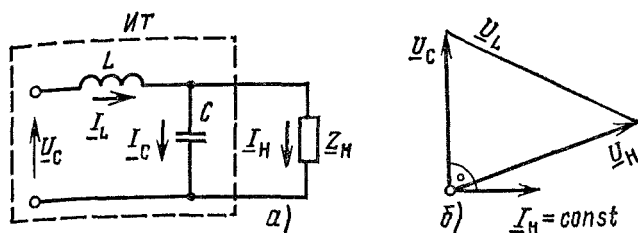


Рис 2.38. Схема (а) и векторная диаграмма источника тока (б)

системой уравнений Кирхгофа

$$\begin{aligned} I_L Z_L + I_H Z_H &= U_C; \\ I_H Z_H - I_C Z_C &= 0; \\ \underline{I}_L &= \underline{I}_C = \underline{I}_H. \end{aligned} \quad (2.90)$$

Разрешая систему уравнений (2.90) относительно I_H , получаем

$$\underline{I}_H \left[1 + Z_H \left(\frac{1}{Z_C} + \frac{1}{Z_L} \right) \right] = \frac{U_C}{Z_L}. \quad (2.91)$$

Принимая $Z_L = jx_L$, $Z_C = -jx_C$ и $x_L = x_C = x_p$, получаем согласно (2.91)

$$\underline{I}_H = U_C / jx_p, \quad (2.92)$$

где x_p — резонансное значение реактивного сопротивления реактора и конденсатора, Ом; U_C — напряжение сети, В.

Таким образом, ток в нагрузке остается неизменным и не зависит от Z_H , а следовательно, и от $\underline{U}_H = \underline{I}_H Z_H$. Векторная диаграмма для произвольного значения \underline{U}_H изображена на рис. 2.38, б. Достоинство данной схемы ИТ — простота. Недостаток — нарушение постоянства тока для нагрузки постоянного тока, включенной через выпрямительный мост и имеющей ЭДС (двигатель постоянного тока). При такой нагрузке нарушается синусоидальность токов, а следовательно, условие резонанса и постоянства тока. Наиболее неблагоприятно на свойство источника тока влияет режим прерывистых токов, возникающий в однофазной схеме ИТ при ЭДС нагрузки, большей нуля. Для устранения отмеченного недостатка переходят к многофазным схемам ИТ. На рис. 2.39, а приведена схема

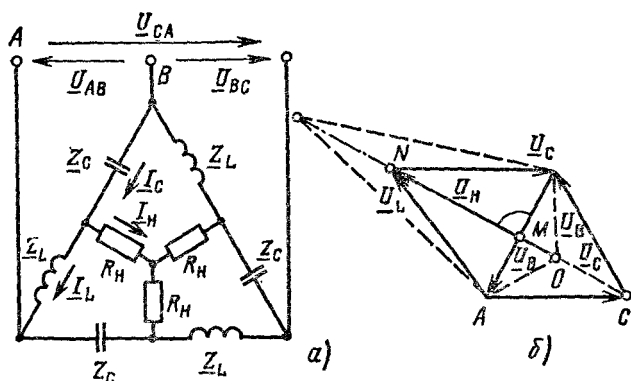


Рис. 2.39. Схема (а) и векторная диаграмма трехфазного индуктивно-емкостного источника тока (б)

трехфазного источника тока [18]. Схема симметрична, имеет равные значения параметров одноименных элементов и равные токи в этих элементах. Поэтому для определения режимов работы данного ИТ достаточно составить уравнения Кирхгофа для какой-либо одной фазы схемы.

Так, применительно к цепи AB справедливы уравнения

$$\begin{aligned} \underline{U}_B - \underline{I}_H R_H &= \underline{I}_C \underline{Z}_C; \\ \underline{I}_H R_H - \underline{U}_A &= \underline{I}_L \underline{Z}_L; \\ \underline{I}_L - \underline{I}_C &= \underline{I}_H. \end{aligned} \quad (2.93)$$

Разрешая систему уравнений относительно тока нагрузки, получаем

$$\underline{I}_H + \underline{I}_H R_H \left(\frac{1}{\underline{Z}_C} + \frac{1}{\underline{Z}_L} \right) = \frac{\underline{U}_B}{\underline{Z}_C} + \frac{\underline{U}_A}{\underline{Z}_L}. \quad (2.94)$$

Принимая $\underline{Z}_C = -jx_C$, $\underline{Z}_L = R_L + jx_L$ и $x_C - x_L = x$ имеем

$$\frac{1}{\underline{Z}_C} + \frac{1}{\underline{Z}_L} = \frac{R_L}{x_L(x_L - jR_L)} \sim x_p D_L$$

$$\begin{aligned} \frac{\underline{U}_B}{\underline{Z}_C} + \frac{\underline{U}_A}{\underline{Z}_L} - \underline{I}_H \frac{1}{x_p D_L} &= \frac{\underline{U}_{BA}}{x_L - jR_L} \approx \frac{\underline{U}_{BA}}{x_L} \sqrt{1 + \frac{1}{2\sqrt{3}D_L}}; \\ \underline{I}_H &= \frac{\underline{U}_{BA}}{x_p D_L} \sqrt{1 + \frac{1}{2\sqrt{3}D_L}}, \end{aligned}$$

где $\frac{1}{x_L} = x_L/R_L$ — добротность реактора; $U_{\text{л}}$ — линейное' напряжение сети, В. Если $R_L = 0$, то $D_L = \infty$ и

$$I_{\text{н}} = U_{\text{л}}/x_p = \text{const.} \quad (2.96)$$

Для этого случая на рис. 2.39, б приведена векторная диаграмма, в которой линия ON является годографом вектора напряжения нагрузки ($U_{\text{н}} = I_{\text{н}} R_{\text{н}}$), перпендикулярным вектору напряжения $U_{\text{ав}}$. Нормальные и аварийные режимы для ИТ и источника напряжения ямо противоположны. Так, режим короткого замыкания нагрузки, когда $R_{\text{н}} = 0$, является самым легким режимом для питающей сети. Из схемы рис. 2.39, а очевидно, что ток сети $I_{\text{л}}$ при $R_{\text{н}} = 0$

$$\frac{1}{I_{\text{л}}} = y = \frac{Z_L Z_C}{Z_L + Z_C} = \begin{cases} 0 & \text{при } R_L = 0; \\ \frac{U_{\text{л}}}{\sqrt{3} x_p D_L} & \text{при } R_L \neq 0. \end{cases} \quad (2.97)$$

Напротив, режим холостого хода нагрузки, когда $R_{\text{н}} = \infty$, является аварийным режимом, который соответствует режиму короткого замыкания для сети:

$$\begin{cases} \infty & \text{при } R_L = 0; \\ \frac{\sqrt{3} U_{\text{л}}}{R_L} & \text{при } R_L \neq 0. \end{cases} \quad (2.98)$$

Выражение (2.95) представляет собой аналитическую зависимость внешней характеристики ИТ, для которого выходной координатой является ток нагрузки, а возмущающим воздействием — напряжение нагрузки (рис. 2.40). При $U_{\text{н}} = 0$

$$I_{\text{н}} = I_0 = \frac{U_{\text{л}}}{x_p} \left(1 + \frac{1}{2\sqrt{3} D_L} \right). \quad (2.99)$$

Наклон характеристики определяется статизмом, который при $U_{\text{н}} = U_{\text{л}}$ равен:

$$\delta_I = \Delta I/I_0 = 1/D_L. \quad (2.100)$$

Чем больше добротность реактора, тем жестче внешняя характеристика ИТ. Практически выполняемые реакторы для ИТ имеют $D > 100$, что соответствует статизму в характеристике ИТ менее 1 %.

Явление резонанса напряжений, используемое в ИТ, сопровождается возрастанием напряжений на реакторе и конденсаторе при увеличении сопротивления нагрузки.

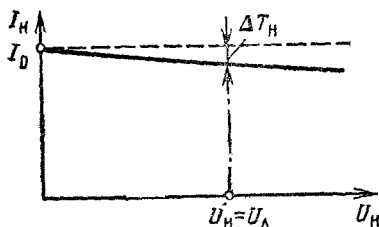


Рис. 2.40. Внешняя характеристика источника тока

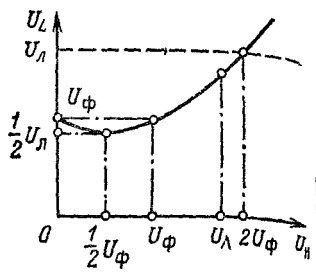


Рис. 2.41. Зависимость напряжения на реакторе от напряжения нагрузки трехфазного индуктивно-емкостного источника тока

В связи с этим важным показателем индуктивно-емкостного ИТ является максимальное напряжение, на которое должен быть рассчитан реактор. Согласно векторной диаграмме ИТ (см. рис. 2.39, б) величина U_L определяется как сторона AN равнобедренного треугольника ANB :

$$AN = \sqrt{AM^2 + MN^2}.$$

Следовательно,

$$\begin{aligned} U_L &= \sqrt{\left(\frac{U_{AB}}{2}\right)^2 + \left(U_H - \frac{U_A}{2}\right)^2} \\ &= \sqrt{\left(\frac{U_{\pi}}{2}\right)^2 + \left(U_H - \frac{U_{\pi}}{2\sqrt{3}}\right)^2}. \end{aligned} \quad (2.101)$$

На рис. 2.41 изображена зависимость напряжения на реакторе от напряжения на нагрузке, соответствующая (2.101). Из графика следует, что даже для достаточного большого диапазона изменения U_H (от 0 до линейного значения напряжения сети) напряжение на реакторе остается меньше, чем U_{π} . Для этого диапазона U_H наибольший ток реактора, равный

$$I_{Lmax} = \frac{U_{Lmax}}{x_p} = 0,87 \frac{U_{\pi}}{x_p} = 0,87 I_H,$$

оказывается меньше тока нагрузки. Следовательно, установленная мощность $U_{Lmax} I_{Lmax}$, определяющая габарит реактора, будет меньше мощности нагрузки.

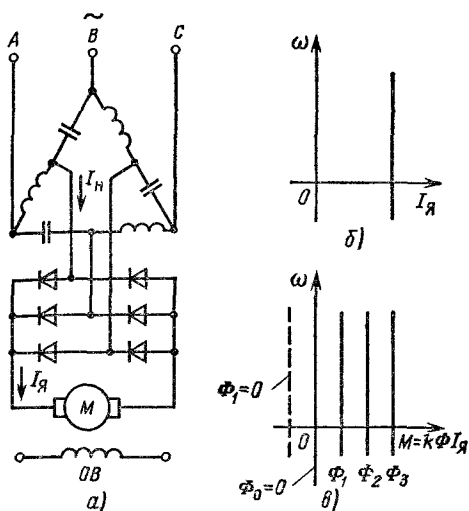


Рис. 2.42. Схема (а), электромеханическая (б) и механические характеристики системы ИТ-Д (в)

Применительно к электроприводу типовой нагрузкой для ИТ является двигатель постоянного тока с независимым возбуждением, якорь которого подключен к ИТ через выпрямительный мост (рис. 2.42, а). Пренебрегая величиной R_L , а также влиянием нелинейного выпрямительного моста на работу ИТ, будем иметь $I_{я} = k \frac{\omega}{x_p} \approx \sim 1,23 I_n = \text{const}$ независимо от напряжения и, следовательно, от скорости ω двигателя. При этом скоростная характеристика двигателя представляет собой вертикальную прямую (рис. 2.42, б). Так как момент двигателя определяется произведением $M = k\Phi I_{я}$, то при $I_{я} = \text{const}$ момент пропорционален магнитному потоку Φ двигателя. Механические характеристики двигателя приобретают вид семейства вертикальных прямых с параметром Φ . Таким образом, система электропривода ИТ—Д получает свойство регулируемого с помощью тока возбуждения источника постоянного момента.

Глава третья

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

3.1, Трехфазные преобразователи частоты с автономными инверторами

Перспективными преобразователями применительно к электроприводу переменного тока являются вентильные преобразователи частоты (ПЧ). Основное достоинство ПЧ — возможность широкого и экономического регулирования скорости наиболее массового, дешевого и надежного асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором. В ПЧ управлению подлежат две выходные координаты — амплитуда напряжения или тока нагрузки U_m , I_m и частота изменения напряжения или тока f_n . Соответственно двум координатам ПЧ располагает двумя входными координатами — напряжением управления $U_{y,н}$ и током $I_{y,т}$ и напряжением управления частотой U_{yf} (рис. 3.1, а).

Современные ПЧ с управляемыми вентилями можно разделить на два основных класса — ПЧ с автономными инверторами (ПЧ с промежуточной цепью постоянного тока) и ПЧ с непосредственной связью с сетью. На рис. 3.1, б изображена функциональная схема ПЧ с автономным инвертором АИ. Преобразование напряжения сети U_c с неизменной частотой в управляемые выпрямленные напряжение U_d или ток I_d осуществляется системой, которую можно назвать управляемым источником УИ соответственно напряжения УИН или тока УИТ. Значение U_d или I_d задается задающим сигналом $U_{з,н}$ или $U_{з,т}$. При этом за счет обратных связей по напряжению или току, входящих в состав УИ, значения U_d и I_d можно считать стабилизированными, т. е. независимыми от колебаний напряжения сети и изменения тока нагрузки для U_d , от колебаний напряжения сети и нагрузки для I_d . Значения U_d , I_d являются входными энергетическими величинами автономного инвертора. При этом автономный инвертор выполняется как инвертор напряжения (АИН) с выходными координатами U_n и f_n , если получает питание от управляемого источника напряжения, или как инвертор тока (АИТ) с выходными координатами I_n и f_n , если получает питание от управляемого источника напряжения. Выходные величины U_n , I_n , f_n управляются

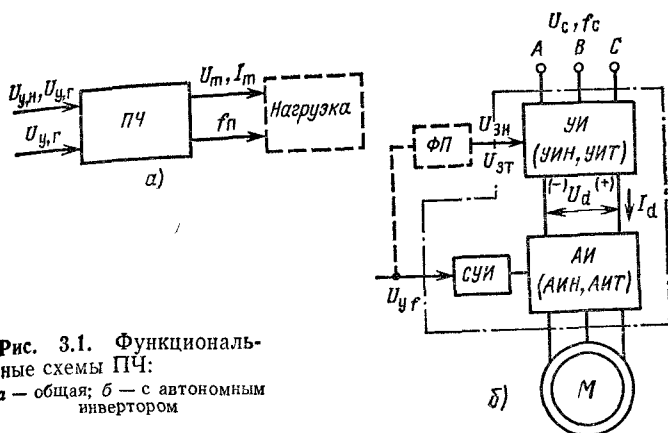


Рис. 3.1. Функциональные схемы ПЧ:
 а — общая; б — с автономным инвертором

каналом частоты, в состав которого входит система управления инвертором *СУИ*. В системе частотного управления асинхронным двигателем каналы управления *АИ* и *УИ* взаимосвязаны — задание на уровень напряжения и тока *УИ* формируется обычно с помощью функционального преобразователя *ФП* в зависимости от частоты. Однако изучение всей системы управления ПЧ для регулирования момента и скорости двигателя не входит в задачу дисциплины «Элементы систем автоматизированного электропривода».

Основу данного класса ПЧ составляет автономный инвертор, выполняемый в двух вариантах, — как *АИН* и *АИТ*. Для варианта ПЧ с *АИН* управляемый преобразователь (*УП*) должен обладать малым внутренним сопротивлением, чтобы обеспечить постоянство напряжения питания инвертора независимо от тока нагрузки. При значительном внутреннем сопротивлении *УП* условие $U_d = \text{const}$ может быть обеспечено с помощью сильной отрицательной обратной связи по напряжению, как это показано в гл. 1 (см. рис. 1.9, 1.11). Так как полярность U_d не изменяется, то рекуперация энергии из цепи нагрузки в сеть переменного тока возможна только при изменении направления тока I_d . Для этого требуется реверсивный *УП* с двумя комплектами вентильных групп. Данное обстоятельство усложняет схему и исполнение ПЧ с *АИН*, что является его недостатком.

Для варианта ПЧ с *АИТ* *УП* должен обеспечивать постоянство входного тока инвертора I_d независимо от

напряжения нагрузки, т. е. независимо от скорости асинхронного двигателя — нагрузки ПЧ. Условию $I_d = \text{const}$ соответствует работа УП в режиме источника тока, что достигается с помощью обратных связей и введения в цепь постоянного тока реактора с большой индуктивностью. Задаваемый ток I_d должен изменяться с помощью УП (см. рис. 1.12). Так как направление I_d не изменяется, то для рекуперации энергии требуется изменение полярности напряжения УП. Это условие может быть выполнено на неперверсивном УП с одной вентильной группой путем перевода его в режим инвертора, ведомого сетью. Данное обстоятельство является достоинством ПЧ с АИТ, так как его схема содержит меньшее число силовых вентилях, чем схема ПЧ с АИН. Однако ПЧ с АИТ не может работать без обратных связей по напряжению или скорости двигателя, которые должны обеспечить ему установившиеся режимы.

Регулирование частоты выходных напряжений или тока ПЧ осуществляется системой управления инвертором, функциональная схема которой показана на рис. 3.2. Схема включает в свой состав задающий генератор частоты $ЗГ$, преобразующий аналоговый сигнал управления U_{yf} в колебания прямоугольной формы с частотой $f_{з,г}$, распределитель импульсов $РИ$, преобразующий колебания $ЗГ$ в синхронизированную по частоте и фазе трехфазную систему импульсов и распределяющий импульсы по шести каналам управления тиристорами инвертора, формирователь управляющего импульса $ФИ$, формирующий импульс управления тиристором по длительности, форме и мощности. В зависимости от схемных решений $ФИ$ может быть как самостоятельным элементом, так и входить в состав $РИ$. Для каждого блока, входящего в состав системы управления, следует различать его реальные физические входные и выходные величины (напря-

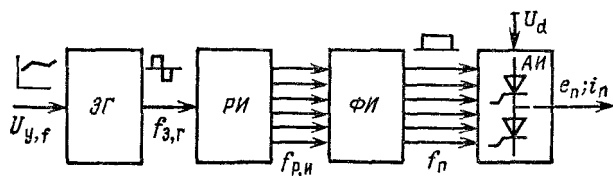


Рис. 3.2. Функциональная схема системы управления ПЧ

ния и импульсы напряжения или тока) и функциональные (напряжения и частоты).

В качестве задающего генератора в ПЧ обычно используется генератор прямоугольных колебаний. Его выходное напряжение имеет форму двуполярных прямоугольных колебаний, частота которых пропорциональна управляющему напряжению. В функциональном отношении ЗГ может рассматриваться как безынерционное звено с линейной характеристикой и передаточным коэффициентом

$$k_{з,г} = f_{з,г}/U_{yf} = \text{const.} \quad (3.1)$$

В построении схем распределителя импульсов используются различные принципы. В соответствии с использованием того или иного принципа основу распределителя импульсов могут составлять кольцевые коммутаторы, диодные матрицы, схемы совпадений. Функционально распределители импульсов РИ всех видов работают одинаково. На шести выходных каналах РИ по числу тиристоров в АИН выделяются узкие синхронизирующие импульсы. Возникая в каждый полупериод ЗГ, импульсы передаются поочередно на выходные каналы 1, 2, ..., 6; 1, 2, ..., 6 и т.д. В результате импульсы следуют от канала к каналу с частотой $2f_{з,г}$, а в каждом отдельном канале — с частотой $2f_{з,г}/6 = f_{з,г}/3$. Таким образом, относительно каждого выходного канала РИ оказывается делителем частоты с передаточным коэффициентом

$$k_{р,н} = f_{р,н}/f_{з,г} = 1/3. \quad (3.2)$$

Полученные синхронизирующие импульсы усиливаются и расширяются с помощью формирователей импульсов ФИ, т. е. приобретают параметры, необходимые для надежного открывания тиристоров инвертора. Функционально формирователь управляющих импульсов представляет собой усилительное звено с передаточным коэффициентом

$$k_{ф,н} = f_{п}/f_{р,н} = 1. \quad (3.3)$$

В целом система управления инвертором, образующая канал частоты ПЧ, представляется линейным и безынерционным элементом с результирующим передаточным коэффициентом

$$k_{пф} = f_{п}/U_{yf} = k_{з,г} k_{р,н} k_{ф,н} = k_{з,г}/3. \quad (3.4)$$

Автономный инвертор функционально отличается от выпрямителя только направлением преобразования. Напряжение или ток цепи постоянного тока преобразуется в трехфазную систему переменного тока. Поэтому основу трехфазного автономного инвертора составляет такая же как и для выпрямителя, мостовая схема с шестью рабочими управляемыми тиристорами. Аналогичной будет и диаграмма очередности включения рабочих тиристорov в соответствии с которой открывающие импульсы поступают на вентильную группу с фазовым сдвигом 60° относительно один другого. В отличие от УП, в котором рабочий интервал открытого состояния тиристора $\lambda = 120^\circ$, в автономном интервале этот интервал в принципе может изменяться в пределах $0 < \lambda \leq 180^\circ$. Этот факт объясняется различием в процессах коммутации тиристорov в УП и автономном инверторе.

Управляемый выпрямитель — преобразователь с так называемой естественной коммутацией, при котором тиристоры запираются автоматически напряжением питания в моменты появления отрицательных потенциалов на анодах. Поэтому в трехфазной схеме в режиме непрерывных токов $\lambda = \text{const} = 120^\circ$. Автономный инвертор — преобразователь с так называемой искусственной коммутацией. Тиристоры включены на напряжение постоянного тока с неизменной полярностью. Для запираания открытого тиристора требуется искусственным путем с помощью специального коммутирующего устройства создать на катоде положительный потенциал относительно анода. В результате этого создается возможность в любой момент времени не только открывать, но и запираить тиристоры. При этом максимальное заполнение периода импульсом напряжения будет иметь место при $\lambda = 180^\circ$. Практически в инверторах реализуется продолжительность открытого состояния тиристора в 120 и 180° . При таких значениях угла λ высокое заполнение периода импульсом напряжения достигается симметричными и простыми схемами управления.

На рис. 3.3. приведена схема трехфазного АИТ с интервалом проводимости $\lambda = 120^\circ$ [3]. Кроме рабочих тиристорov $VS1—VS6$ схему входят реактор L , обеспечивающий постоянство входного тока I_d , конденсаторы $C13, C15, C35, C24, C26, C46$, участвующие в искусственной коммутации, и отделительные диоды $VD1—VD6$, исключающие разряд конденсаторов через нагрузку в рабочие интервалы

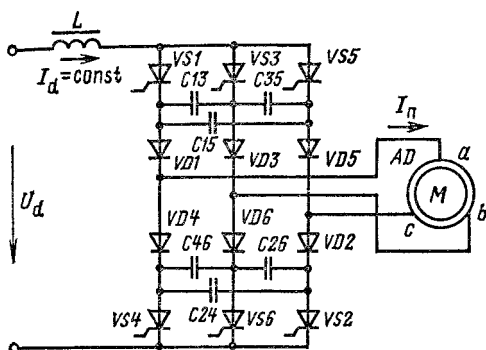


Рис. 3.3. Схема АИТ с отдельными диодами

тиристоров. Процесс запираания тиристоров происходит следующим образом. Пусть рабочий ток пропускают $VS1$ и $VS2$, а $C13$ заряжен с положительным зарядом на левой обкладке. Сигналом на **закрыва-**ние $VS1$ является открывающий импульс, подаваемый на VSS . При этом $VS3$ открывается, а $VS1$ запирается конденсатором $C/3$. Рабочий ток продолжает протекать по фазе a , но уже через $VS3$, $C13$ и $VD1$. Конденсатор $C13$ перезаряжается рабочим током, и при изменении полярности на его обкладках ток в фазе a (i_a) начинает уменьшаться, а ток в фазе b (i_b) — увеличиваться. Процесс заканчивается, когда $i_a = 0$, а $i_b = I_d$, при этом $C13$ полностью перезаряжен с положительным зарядом на правой обкладке.

Работа инвертора без учета процессов коммутации иллюстрируется рис. 3.4. В соответствии с диаграммой очередности открывания тиристоров (рис. 3.4, a) строится диаграмма включенного состояния тиристоров каждой фазы (рис. 3.4, b). Включенное состояние тиристоров изображается прямоугольниками, положительными для $VS1$, $VS3$, $VS5$, имеющих общий анод, и отрицательными для $VS2$, $VS4$, $VS6$, имеющих общий катод. В периоде работы инвертора имеет место **шесть** различных состояний, которые сменяются через каждые 60° (рис. 3.4, $в$). Для каждого состояния известно, через какую пару тиристоров и соответственно какую пару выводов двигателя и с каким направлением проходит рабочий ток ПЧ (рис. 3.4, $г$). **Относительно** выводов a , b , c , обозначающих угловое положение обмоток статора, ток можно рассматривать как некоторый пространственный вектор I_n . в пределах одного периода I_n делает один оборот, поворачиваясь мгновенно через каждую $1/6$ периода на 60° . Такому Рашению I_n соответствуют временные диаграммы мгновенных токов

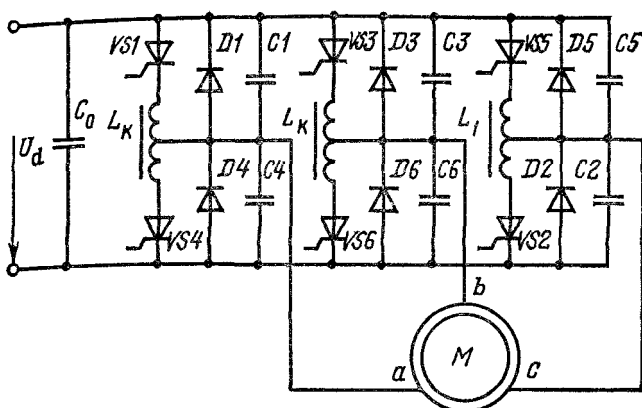


Рис. 3.5. Схема АИН с $\lambda = 180^\circ$

$\lambda = 180^\circ$ коммутируются тиристоры из разных групп: один из анодной, другой из катодной, но относящиеся к одной фазе.

Процесс запираания тиристоров осуществляется следующим образом. Пусть рабочий ток протекает через открытый $VS1$, при этом конденсатор $C1$ разряжен, а $C4$ полностью заряжен с положительным зарядом на верхней обкладке. Для запираания $VS1$ дается открывающий импульс на $VS4$. Через открывающийся $VS4$ разряжается $C4$. Изменение тока в нижней части коммутирующего реактора L_K вызывает в его верхней части ЭДС, направленную встречно U_d и закрывающую $VS1$. Конденсатор $C1$, более не закороченный $VS1$, заряжается так, что $U_{C1} + U_{C2} = U_d$ и $i_{C1} = i_{C4}$, а ток нагрузки фазы a $I_a = i_{C1} + i_{C4} - i_{VS4}$. Процесс коммутации в основном заканчивается, когда $U_{C4} = 0$, а $U_{C1} \approx U_d$, но некоторое время занимает еще послекоммутационный период затухания тока реактора в короткозамкнутом контуре $L_K - VS4 - VD4$. Далее, когда $i_{C1} = i_{C4} = 0$, через $VS4$ протекает рабочий ток фазы a противоположного направления.

Для определения выходной ЭДС инвертора строят диаграммы работы так же, как и для схемы рис. 3.3, исходя из диаграммы очередности включения тиристоров с учетом $\lambda = 180^\circ$ (рис. 3.6, $a-e$). При работе АИН с $\lambda = 180^\circ$ в каждый момент времени открыты три тиристора: два из одной группы и один из другой. Шести состояниям инвертора (рис. 3.6, a) соответствуют шесть положений вектора E_a относительно выводов нагрузки (рис. 3.6, e). Линейное напряжение на нагрузке из-за поочередного потенциального объединения двух выводов может принимать одно из двух значений: U_d или 0 (рис. 3.6, d). При соединении нагрузки в треугольник фазное напряжение

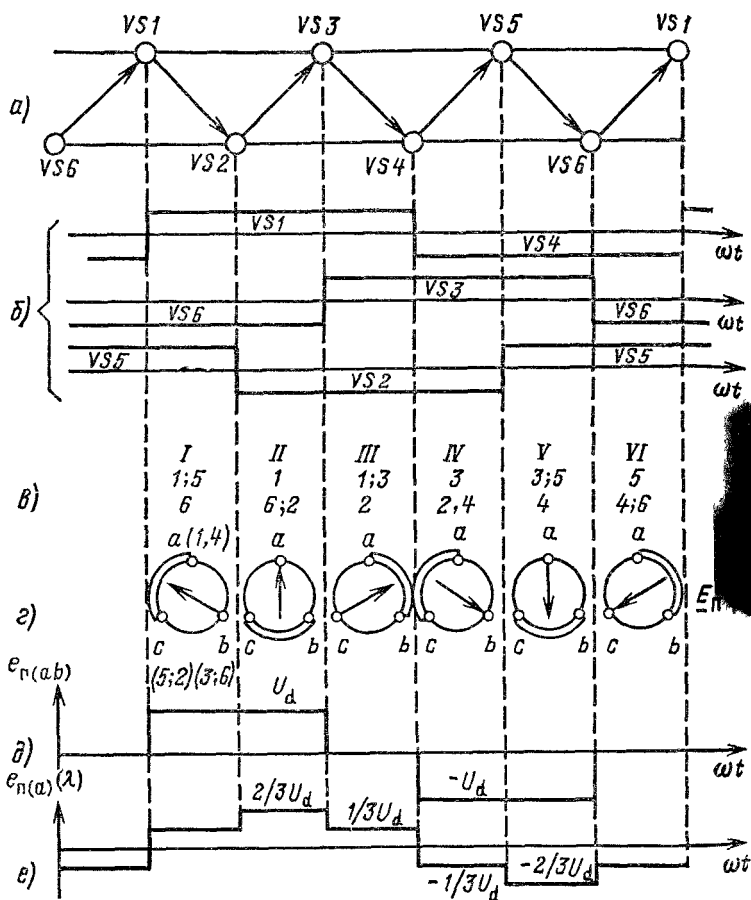


Рис. 3.6. Диаграмма работы АИН с $\lambda = 180^\circ$

равно линейному. Для соединения в звезду две фазы оказываются включенными параллельно между собой и последовательно с третьей фазой. Следовательно, фазное напряжение может быть равным по абсолютному значению $(1/3)U_d$ или $(2/3)U_d$ (рис. 3.6, e).

Таким образом, выходная координата у ПЧ — мгновенный ток i_n (АИТ) или мгновенная ЭДС e_n (АИН) — имеет две формы: прямоугольную для линейного тока АИТ, линейной ЭДС АИН с $\lambda = 180^\circ$ и фазной ЭДС АИН с $\lambda = 120^\circ$ в схеме нагрузки Л; пирамидоидальную для

линейной ЭДС АИН с $\lambda=120^\circ$, фазной ЭДС АИН с $\lambda=180^\circ$ в схеме нагрузки Λ и фазного тока АИТ в схеме нагрузки А. Разложение выходной координаты в ряд Фурье имеет вид [3]:

для прямоугольной формы

$$y = \frac{2V_3}{\pi} Y \left(\sin \omega t - \frac{1}{5} \sin 5\omega t - \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \dots \right); \quad (3.5)$$

для пирамидоидальной формы

$$y = \frac{1}{\pi} Y_m \left(\sin \omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \dots \right), \quad (3.6)$$

где Y_m — максимальное значение выходной координаты (тока, ЭДС).

В данном разложении отсутствуют все четные гармоники и нечетные гармоники, кратные трем. Выражения (3.5) и (3.6) относятся к одной фазе ПЧ. Для других фаз ЭДС и токи будут отличаться только фазовым сдвигом соответственно на 120 и 240° . Вместо трех величин y_a , y_b , y_c можно рассматривать в качестве выходной координаты один пространственный вектор с амплитудой первой гармоники, вращающийся с угловой скоростью, соответствующей частоте на выходе ПЧ,

$$Y = Y_{1m} e^{j\omega t}, \quad (3.7)$$

где Y_{1m} соответствует амплитуде первой гармоники ЭДС АИН (E_{1m}) или тока АИТ (I_{1m}).

Разложения в ряд (3.5) и (3.6) получены в предположении постоянства U_d в АИН или I_d в АИТ. В действительности величины U_d и I_d имеют пульсации, вызываемые работой УП и коммутационными процессами, что увеличивает несинусоидальность выходной координаты. Лучшие формы напряжения и тока и более высокий коэффициент мощности имеет ПЧ с АИН с широтно-импульсным регулированием напряжения. В таком ПЧ используется вместо УП неуправляемый выпрямитель, а переменная выходная ЭДС формируется с помощью ШИМ модуляции по синусоидальному закону, осуществляемой высокочастотной коммутацией пары тиристорov каждой фазы ($VS1$ и $VS4$, $VS3$ и $VS6$, $VS5$ и $VS2$ на рис. 5). За счет того что период коммутации T_k значительно меньше рабочего периода ПЧ T , усредненная выходная ЭДС e_d и ток i_d фазы ПЧ близки к синусоидальной фор-

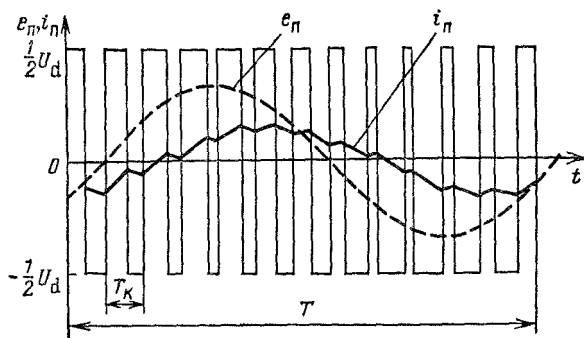


Рис. 3.7. Электродвижущая сила и ток фазы ПЧ с АИН и ШИМ

ме [рис. 3.7). Для симметричного способа коммутации ЭДС определится согласно (2.76):

$$e_n = \frac{U_d}{2} (2\gamma - 1).$$

Настраивая систему управления каждой фазы на синусоидальный закон регулирования скважности

$$2\gamma - 1 = \mu \sin \omega t \text{ я}^* \mu \sin \omega t,$$

получаем для трех фаз ПЧ

$$e_{na} = \frac{U_d}{2} \mu \sin \omega t;$$

$$e_{nb} = \frac{U_d}{2} \mu \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right); \quad (3.8)$$

$$e_{nc} = \frac{U_d}{2} \mu \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right).$$

Изменяя с помощью системы управления глубину модуляции μ и угловую частоту ω , можно выполнять необходимое регулирование амплитуды и частоты выходной ЭДС ПЧ. При необходимости рекуперации энергии в сеть переменного тока встречно-параллельно неуправляемому выпрямителю подключается УП с одной вентильной группой, работающий в режиме инвертора, ведомого сетью с постоянным углом инвертирования ρ . Таким образом, ПЧ с ШИМ в отношении источника питания

АИН оказывается проще, чем ПЧ с реверсивным УП. Недостатками ПЧ с ШИМ являются более сложная система управления и меньший КПД АИН за счет дополнительных потерь, вносимых высокочастотной коммутацией вентилей.

Достоинство рассмотренных вариантов ПЧ с автономным инвертором состоит в возможности регулировать частоту в направлении как вверх, так и вниз от частоты питающей сети переменного тока. Верхний предел изменения частоты ограничивается максимально допустимой скоростью двигателя и максимально допустимой частотой коммутации вентилей. Нижний предел частоты ограничивается дискретностью вращения векторов напряжения я тока инвертора, приводящей к неравномерности вращения двигателя тем большей, чем меньше частота инвертора, вплоть до дискретного движения ротора, т. е. шагового режима.

Однако ПЧ с широтно-импульсным АИН, характеризующийся весьма близкими к синусоидальной форме током и напряжением, в состоянии обеспечить большой диапазон снижения скорости двигателя. Недостатком рассмотренных ПЧ является сложность, поскольку они состоят из двух различных и непростых устройств: УП и автономного инвертора с искусственной коммутацией вентилей. Два включенных последовательно устройства обуславливают двукратное преобразование энергии, что приводит к снижению КПД ПЧ. Свободным от этого недостатка оказывается непосредственный ПЧ (НПЧ), рассматриваемый в § 3.2.

3.2. Непосредственные преобразователи частоты

Данный класс ПЧ, получивших название непосредственных преобразователей (НПЧ), характерен однократным преобразованием энергии. Потребляемая из сети переменного тока электроэнергия с неизменными напряжением и частотой преобразуется в одном силовом устройстве в энергию переменного тока с регулируемыми по амплитуде и частоте напряжением и током нагрузки, в качестве которой служит трехфазный двигатель. В структурном отношении НПЧ весьма прост, его основу составляет уже известный нам реверсивный УП постоянного тока. Если изменять синусоидально с определенной частотой управляющее напряжение УП, то на его выходе по-

лучим выпрямленную ЭДС, синусоидально изменяющуюся с той же частотой и приложенную к однофазной нагрузке переменного тока. Изменяя частоту и амплитуду управляющего сигнала, будем изменять соответственно частоту и амплитуду ЭДС. Очевидно, что для трехфазной нагрузки потребуется три комплекта реверсивных УП, работающих с синхронизированным сдвигом фаз в 120° по выходной частоте НПЧ.

Структурная схема НПЧ изображена на рис. 3.8. Новым элементом в этой схеме по сравнению с УП оказывается лишь задающее устройство ЗУ, которое формирует в соответствии с заданием на амплитуду $U_{за}$ и частоту $U_{эф}$ управляющие напряжения U_{y1} , U_{y2} , U_{y3} , образующие трехфазную систему.

Схема соединения вентильных групп НПЧ приведена на рис. 3.9. Каждая вентильная группа (IВГ, IIВГ, IIIВГ), предназначенная для одной фазы нагрузки, состоит из двух подгрупп (ВГ1 и ВГ2) и собрана по трехфазной реверсивной нулевой схеме. Трехфазная симметричная нагрузка позволяет исключить нулевой провод, который требуется в однофазном варианте НПЧ. В отличие от нулевой схемы УП для нагрузки постоянного тока НПЧ может работать и без трансформатора, если не требуется согласования напряжений сети и нагрузки. Для ограничения уравнильных токов при совместном управлении вентильными подгруппами включаются уравнильные реакторы УР1 и УР2. Данная схема содержит 18 тиристоров, что превышает число силовых вентилях 3 ПЧ с автономным инвертором. При желании уменьшить пульсации от высших гармонических в составе напряже-

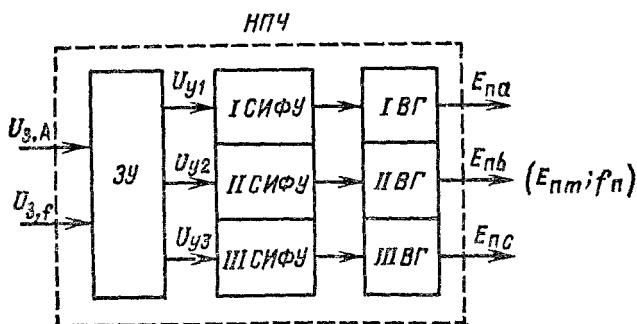


Рис. 3.8. Общая функциональная схема НПЧ

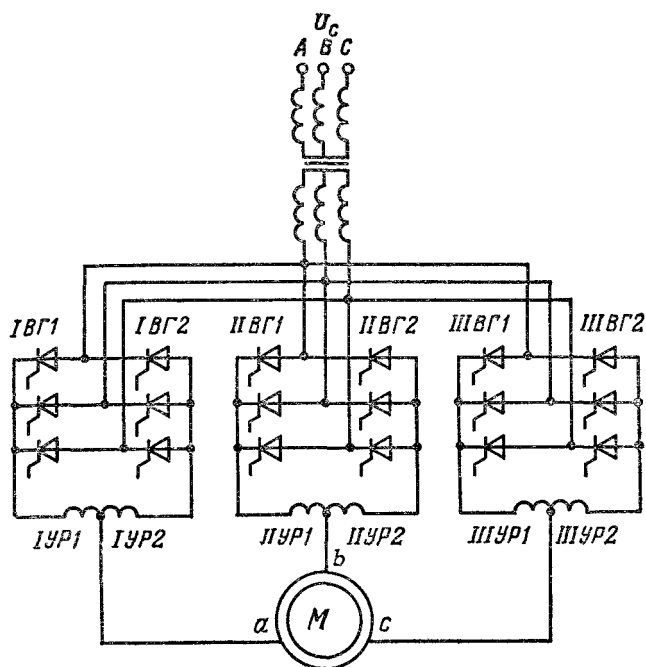


Рис. 3.9. Трехфазная нулевая схема НПЧ

ния и тока нагрузки и повысить коэффициент мощности НПЧ применяют мостовые схемы вентильных групп (рис. 3.10).

Вентильная группа для каждой фазы нагрузки состоит из двух подгрупп — ВГ1 и ВГ2, образующих два моста, соединенных встречно-параллельно. Если вентильные группы подключены параллельно к одному источнику питания, как показано на рис. 3.10, то фазы нагрузки должны быть гальванически развязаны друг от друга. При электрически объединенной трехфазной нагрузке с тремя выводами вентильные группы IВГ, IIВГ, IIIВГ должны были бы соединяться между собой в звезду или треугольник. Это привело бы к появлению короткозамкнутых цепей для питающей сети через соединенные между собой вентильные группы. Поэтому для трехфазной нагрузки для устранения короткозамкнутых контуров IВГ, IIВГ и IIIВГ получают питание от индивидуальных

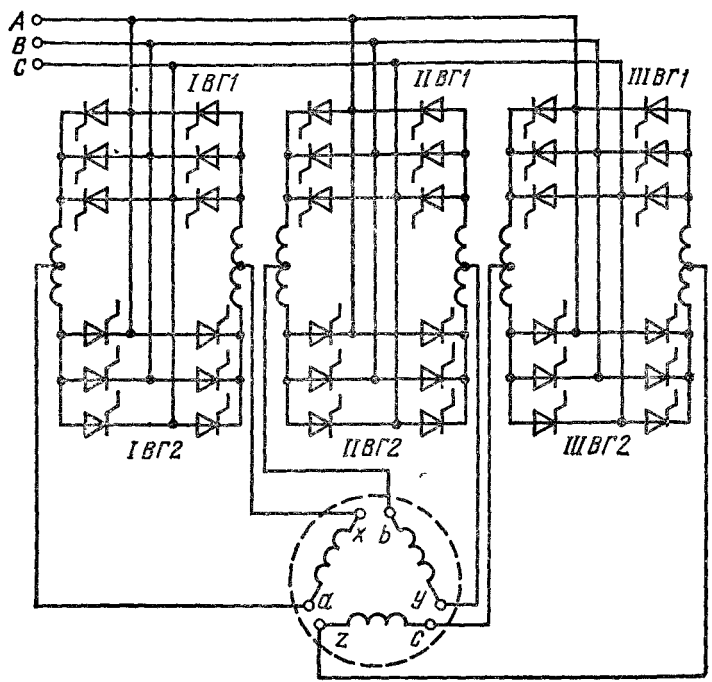


Рис. 3.10, Трехфазная мостовая схема НПЧ

"Я

вторичных обмоток трансформатора. Большое число управляемых вентилях (36 штук) делает мостовую схему НПЧ сложной и дорогостоящей. Применение ее оправдано для электроприводов большой мощности (сотни киловатт и более). Приведенные на рис. 3.9 и 3.10 схемы упрощаются при раздельном управлении вентильными группами, при котором уравнивающие реакторы не требуются.

С одной стороны, выходная фазная ЭДС НПЧ, усредненная на интервале проводимости, определяется согласно (2.33)

$$E_{\pi} = E_{d0} \cos \alpha. \quad (3.9)$$

С другой стороны, для выходной ЭДС принимаем синусоидальную форму с требуемыми значениями амплитуды ($E_{\pi m}$) и угловой частоты ($\omega_{\pi} = 2\pi/T_{\pi}$)

$$E_{\pi} = E_{\pi m} \sin \omega_{\pi} t. \quad (3.10)$$

Объединяя (3.9) и (3.10), находим необходимый закон изменения угла открывания вентильной группы одной фазы

$$\alpha = \arccos \frac{E_{\text{нм}}}{E_{d0}} \sin \omega_{\text{н}} t. \quad (3.11)$$

Данный закон регулирования угла открывания реализуется с помощью СИФУ, характеристика управления которого определяется (2.56) и (2.59). Тогда для косинусоидальной формы опорного напряжения $U_{\text{оп}} = U_{\text{нм}} \cos \alpha$ а напряжение управления получит вид

$$U_y = \frac{E_{\text{нм}}}{E_{d0}} U_{\text{нм}} \sin \omega_{\text{н}} t, \quad (3.12)$$

а для пилообразной линейной формы опорного напряжения $U_{\text{оп}} = \frac{2U_{\text{нм}}}{\Phi_{\text{л}}} \left(\alpha - \frac{\pi}{2} \right)$

$$U = \frac{2U_{\text{нм}}}{\Phi_{\text{л}}} \arcsin \left(\frac{E_{\text{нм}}}{V E_{d0}} \sin \omega_{\text{н}} t \right) \quad (3.13)$$

Таким образом, задавая на входе СИФУ периодические функции напряжения управления (3.12) или (3.13), получаем на выходе НПЧ синусоидально изменяющуюся ЭДС. При этом частота ЭДС равна частоте напряжения управления, которая, в свою очередь, определяется соответствующим задающим напряжением:

$$\omega_{\text{н}} = k_{\text{пф}} U_{\text{зф}}, \quad (3.14)$$

где $k_{\text{пф}}$ — передаточный коэффициент, $1/(\text{В} \cdot \text{с})$.

Выражение (3.14) можно рассматривать как формулу характеристики управления НПЧ по каналу частоты. Амплитуда ЭДС определяется амплитудой U_y согласно (3.12) и (3.13):

$$E_{\text{нм}} = \frac{E_{d0}}{U_{\text{нм}}} U'_{\text{нм}}, \quad (3.15)$$

$$E_{\text{нм}} = E_{d0} \sin \frac{\Phi_{\text{л}}}{2U_{\text{нм}}} U_{\text{нм}}. \quad (3.16)$$

Выражения (3.15) и (3.16) математически описывают характеристики управления НПЧ по каналу ЭДС, которые совпадают с характеристиками управления для выпрямленной ЭДС УП постоянного тока.

Синусоидальная форма ЭДС соответствует так называемой гладкой составляющей ЭДС, т. е. усредненным

на интервалах проводимости значениям. В действительности кривая мгновенной ЭДС формируется из кусочно-синусоидальных импульсов.

На рис. 3.11 показано изменение выпрямленной ЭДС на катодной группе в зависимости от изменения напряжения управления. Аналогичная диаграмма может быть построена и для ЭДС анодной группы. Тогда выходная фазная ЭДС цепи нагрузки будет определяться как средняя ЭДС катодной и анодной вентильных групп.

В составе ЭДС содержится широкий спектр высших гармоник, определяемый как частотой питающей сети, так и частотой цепи нагрузки. Этот факт приводит к дополнительному снижению коэффициента мощности. Рассматривая НПЧ как УП с синусоидально изменяющейся выпрямленной ЭДС, имеем составляющую коэффициента мощности k'_m от изменения угла открывания управляемых вентилей [17]:

$$k'_m \approx \cos \left(\alpha + \frac{\gamma}{2} \right), \quad (3.17)$$

где γ — угол коммутации вентилей, рад.

Согласно (3.11) подстановка а в (3.17) при $E_{nm} = E_{d0}$ и без учета $u_{\text{лает}}$

$$k'_m \approx \sin \omega_n t. \quad (3.18)$$

Таким образом, факт изменения а приводит к периодическому изменению k'_m от 0 до 1. Очевидно, в среднем за полупериод $k'_m = 2/\pi = 0,64$. Снижение E_{nm}/E_{d0} приводит к большему уменьшению k'_m . Индуктивность нагруз-

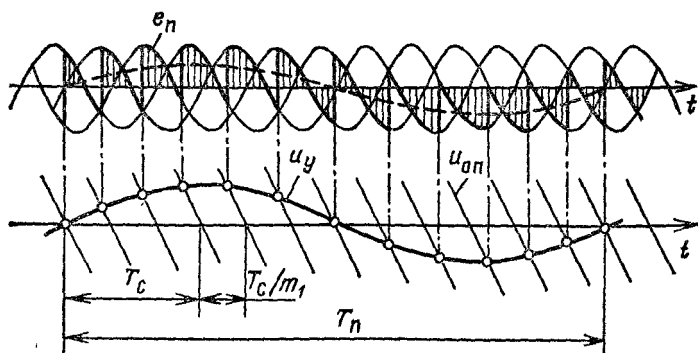


Рис. 3.11. Графики изменения напряжения управления и выходной ЭДС для одной фазы нагрузки НПЧ

ки и несинусоидальность токов нагрузки снижают дополнительно результирующий коэффициент мощности НПЧ. Для повышения коэффициента мощности НПЧ могут применяться компенсирующие средства в виде конденсаторов, устанавливаемых на первичной стороне.

Особенность НПЧ как управляемого источника частоты — это однозонное регулирование частоты вниз от частоты питающей сети. Период выходной ЭДС НПЧ T_n составляется из интервалов проводимости вентильных групп (T_c/m) , число которых N превышает число фаз m . Если принять, что в период T_n укладывается целое число интервалов проводимости, то

$$T_n = N \frac{T_c}{m} = (m + n) \frac{T_c}{m} = \left(1 + \frac{n}{m}\right) T_c, \quad (3.19)$$

где T_c — период напряжения сети, с; $n=0, 1, 2, 3, \dots$

Теоретически при $n=0$ $T_n = T_c$, т. е. максимально возможная частота НПЧ равна частоте сети. Этот факт был пояснен в § 2.2. Однако практически период T_n должен превышать возможный дрейф частоты управляющего сигнала τ_f и бестоковую паузу τ_0 при переключении вентильных групп с отдельным управлением. При сделанном допущении о целом числе интервалов проводимости в периоде T_n и с учетом того, что $\tau_f \leq T_c/m$ и $\tau_0 \leq T_c/m$, получим для минимального T_n в соответствии с (3.19)

$$T_{nmin} \approx T_c + \tau_f + \tau_0 \approx 1,7T_c. \quad (3.20)$$

Таким образом, максимальная частота, реализуемая в НПЧ, примерно в 2 раза меньше частоты питающей сети. Этот факт является определенным недостатком НПЧ, используемых в системах электропривода. Сниженная частота НПЧ по сравнению с номинальной частотой сети приводит к недоиспользованию двигателя по скорости, а следовательно, и по мощности.

Поэтому целесообразно применение асинхронных двигателей с номинальной частотой меньше 50 Гц. Однократное преобразование энергии переменного тока с высоким КПД делает НПЧ перспективным преобразователем, управляющим наиболее массовым и дешевым типом Двигателя — асинхронным двигателем с короткозамкнутым ротором. Структурная идентичность НПЧ с реверсивным ТПН постоянного тока является предпосылкой для схемной и конструктивной унификации данных преобразователей. Выполненная в виде унифицированного

блока-модуля шестивентильная управляемая группа может использоваться как составляющая часть при построении УПН постоянного тока (см. рис. 2.18, 2.21), а также НПЧ (см. рис. 3.9, 3.10).

Глава четвертая

ЛОГИЧЕСКИЕ И ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ УПРАВЛЕНИЯ ДИСКРЕТНОГО ДЕЙСТВИЯ

4.1. Логические элементы

В современных системах управления широкое применение находят элементы управления дискретного действия — цифровые элементы. Применительно к АЭП, функциональная схема которого приведена на рис. 1.1, на основе цифровых элементов выполняются в первую очередь входные и задающие устройства, формирующие программу работы электропривода. Цифровые элементы могут использоваться и в регуляторах, а также могут входить в состав датчиков.

По степени сложности выполняемых операций цифровые элементы могут быть классифицированы следующим образом:

- логический элемент, реализующий простейшие логические функции и относящийся к низшему уровню функциональной интеграции;

- цифровой узел (совокупность логических элементов), имеющий функциональную завершенность и определяющий средний уровень функциональной интеграции;

- цифровое устройство (комплекс узлов), выполняющее на основе логических, вычислительных и других операций сложные функции управления и составляющее высокий уровень функциональной интеграции;

- цифровая вычислительная машина (комплекс цифровых устройств), относящаяся к высшему уровню функциональной интеграции.

Данная классификация не является строгой, но полезна для определения границы, отделяющей материал данной темы, изучаемый в курсе «Элементы автоматизированного электропривода». Понятие элемента, приведенное в гл. 1, позволяет в рамках данного курса ограничиться комплексными элементами низкого и среднего

уровней функциональной интеграции, т. е. логическими элементами и цифровыми узлами. Цифровые устройства, характеризующиеся высоким уровнем функциональной интеграции, реализуют различные сложные функции, определяемые задачами систем управления электропривода, и являются предметом изучения дисциплины «Системы управления электропривода». В данной

книге цифровое устройство рассматривается на первом уровне изучения как комплексный элемент, объединяющий ряд цифровых узлов.

Логический элемент — элемент дискретного действия, выполняющий преобразование управляющего сигнала в соответствии с законами алгебры логики. В конструктивном отношении различают два типа логических элементов: контактные реле и бесконтактные элементы. Достоинства контактного реле — отсутствие гальванической связи между входом и выходом и возможность одновременно коммутировать несколько цепей с относительно большими токами. Недостатки реле — пониженная надежность контактных соединений и малое быстродействие из-за электромагнитной и механической инерционностей. Поэтому контактные реле применяются в основном как входные и выходные разделительные и коммутирующие устройства, а также в схемах автоматики с небольшим объемом переключений в единицу времени. Бесконтактные логические элементы обладают высокими надежностью и быстродействием (время переключения — менее 1 мкс), широко применяются в современных системах автоматики с большим объемом логических операций на коротком интервале времени. Основное исполнение — интегральное, или микромодульное.

Входная x и выходная y переменные логического элемента могут принимать только одно из двух значений: логический нуль (низкий уровень сигнала) или логическую единицу (высокий уровень сигнала). На рис. 4.1 изо-

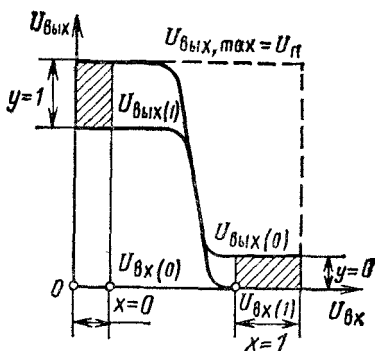


Рис. 4.1. Характеристика управления логического элемента

бражена характеристика управления логического элемента. Заштрихованы зоны входного и выходного напряжений, соответствующие значениям 0 и 1 логических переменных x и y . Логическому нулю соответствует напряжение, не превышающее обычно 10 % максимального выходного напряжения, соответствующего напряжению питания $U_{\text{п}}$, т. е.

$$U_{\text{вх}(0)} = U_{\text{вых}(0)} \leq 0,1 U_{\text{п}}.$$

Для логической единицы ($x=1; y=1$)

$$U_{\text{вх}(1)} = U_{\text{вых}(1)} > (0,5 \div 0,8) U_{\text{п}},$$

Взаимосвязь логических переменных образует логическую функцию $y=f(x)$. Так как аргумент и функция принимают конечное число значений, а именно только два значения (1 или 0), то число возможных логических функций всегда конечно и равно:

$$N = 2^n = 2^{2^n}, \quad (4.1)$$

где n — число независимых переменных; $m = 2^n$ — число наборов независимых переменных.

Так, для функции одной переменной $n=1$, $m=2$ и $N=4$, т. е. существует всего четыре варианта функции:

x	y_I	y_{II}	y_{III}	y_{IV}
0	0	0	1	1
1	0	1	0	1

где $y_I=0$ — нулевая функция; $y_{II}=x$ — функция повторения; $y_{III}=x$ — инверсия, функция НЕ; $y_{IV}=1$ — единичная функция.

Для функции двух переменных $y=f(x_1, x_2)$ $n=2$, $m=4$, $N=16$, т. е. существует всего 16 логических функций, среди которых выделим 6 типовых функций:

$$y_I = x_1 + x_2 = x_1 \vee x_2 \quad (4.2)$$

— дизъюнкция, логическое сложение, функция ИЛИ;

$$y_{II} = x_1 x_2 = x_1 \wedge x_2 \quad (4.3)$$

— конъюнкция, логическое умножение, функция И;

$$y_{III} = x_1 + x_2 \quad (4.4)$$

— функция ИЛИ—НЕ, операция Пирса;

$$y_{IV} = x_1 x_2 \quad (4.5)$$

— функция И—НЕ, операция Шеффера;

$$y_V = x_1 \sim x_2 \quad (4.6)$$

— равнозначность;

$$y_{VI} = x_1 \oplus x_2 \quad (4.7)$$

— неравнозначность, исключаящее ИЛИ.

Наиболее полная и распространенная форма представления логической функции — таблица истинности. Приведенные шесть функций (4.2) — (4.7) представлены в табл. 4.1.

Таблица 4.1. Таблица истинности шести типовых функций двух переменных

Номер набора	Набор переменных		y_I (или)	y_{II} (И)	y_{III} (ИЛИ—НЕ)	y_{IV} (И—НЕ)	y_V (\sim)	y_{VI} (\oplus)
	x_1	x_2						
1	0	0	0	0	1	1	1	0
2	1	0	1	0	0	1	0	1
3	0	1	1	0	0	1	0	1
4	1	1	1	1	0	0	1	0

Основными операциями с логическими переменными являются дизъюнкция, конъюнкция и инверсия. На основе этих трех операций может быть построена любая логическая функция. Так, согласно табл. 4.1

$$y_{III} = y_I; \quad y_{IV} = y_{II}; \quad y_V = y_{II} + y_{III}; \quad y_{VI} = y_I y_{IV} = y_V.$$

Логические функции реализуются с помощью соответствующих логических элементов. Условное изображение

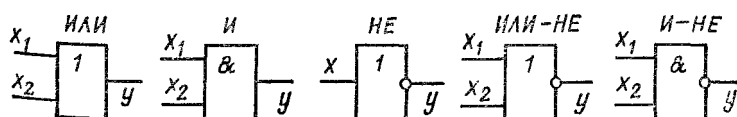


Рис. 4.2. Условные обозначения типовых логических элементов

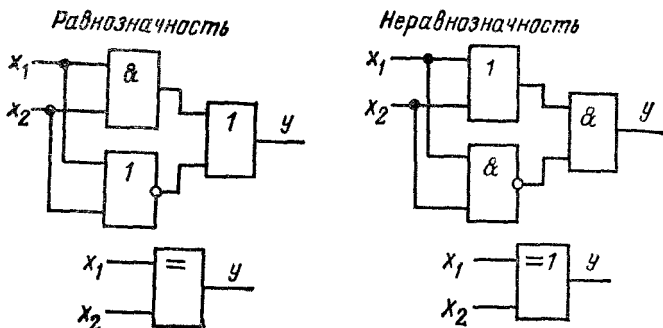


Рис. 4.3. Схемы и условные обозначения логических элементов «Равнозначность» и «Неравнозначность»

ние типовых логических элементов приведено на рис. 4.2 и 4.3, при этом логические элементы «Равнозначность» и «Неравнозначность» на рис. 4.3 показаны как составные элементы, полученные соответствующими схемами включения элементов И, ИЛИ, И—НЕ, ИЛИ—НЕ.

Преобразования логических функций подчиняются определенным правилам — законам алгебры логики,

1. Закон действия с единицей:

$$1 + x = 1; \quad 1x = x; \quad 1 + x_1 + x_2 + \dots + x_n = 1; \\ x + x = 1.$$

2. Закон действия с нулем:

$$0 + x = x; \quad 0x = 0; \quad xx = 0.$$

3. Закон повторения:

$$x + x + \dots + x = nx = x; \quad xx \dots x = x^n = x.$$

4. Закон отрицания отрицания — двойное отрицание есть утверждение:

$$\overline{(\overline{x})} = x.$$

5. Переместительный закон:

$$x_1 + x_2 = x_2 + x_1; \quad x_1 x_2 = x_2 x_1.$$

6. Сочетательный закон:

$$(x_1 + x_2) + x_3 = x_1 + (x_2 + x_3); \quad (x_1 x_2) x_3 = x_1 (x_2 x_3).$$

7. Распределительный закон:

$$x_1 (x_2 + x_3) = x_1 x_2 + x_1 x_3; \quad x_1 + x_2 x_3 = \\ = (x_1 + x_2)(x_1 + x_3).$$

8. Закон поглощения:

$$x_1(x_1 + x_2) = x_1; \quad x_1(x_1 + x_2)(x_1 + x_2) \dots (x_1 + x_n) = x_1;$$

$$x_1(\bar{x}_1 + x_2) = x_1 x_2; \quad x_1 + x_1 x_2 = x_1 + x_2.$$

9. Закон склеивания:

$$(x_1 + x_2)(x_1 + \bar{x}_2) = x_1; \quad x_1 x_2 + x_1 \bar{x}_2 = x_1.$$

10. Закон де Моргана — инверсия конъюнкции есть дизъюнкция инверсии или инверсия дизъюнкции есть конъюнкция инверсии:

$$x_1 x_2 = \overline{\bar{x}_1 + \bar{x}_2}; \quad x_1 + x_2 = \overline{\bar{x}_1 \bar{x}_2}.$$

Логические функции могут быть заданы не только в виде таблиц истинности, но и в аналитической форме с помощью так называемых структурных формул. Эта форма представления функции получается на основе теоремы разложения, согласно которой любую функцию многих переменных можно представить в виде следующей суммы:

$$y = f(x_1, x_2, \dots, x_n) = x_1 f(1, x_2, \dots, x_n) +$$

$$+ x_1 f(0, x_2, \dots, x_n). \quad (4.8)$$

Действительно, пусть $x_1 = 1$, тогда $\bar{x}_1 = 0$ и второе слагаемое отсутствует, а $y = f(1, x_2, \dots, x_n)$. Если, напротив, $x_1 = 0$, то $\bar{x}_1 = 1$, первое слагаемое обращается в нуль и $y = f(0, x_2, \dots, x_n)$. Применяя теорему разложения для каждого слагаемого, имеем

$$x_1 f(1, x_2, \dots, x_n) = x_1 x_2 f(1, 1, x_3, \dots, x_n) +$$

$$+ x_1 x_2 f(1, 0, \dots, x_n); \quad (4.9)$$

$$\bar{x}_1 f(0, x_2, \dots, x_n) = x_1 x_2 f(0, 1, x_3, \dots, x_n) +$$

$$+ x_1 x_2 f(0, 0, \dots, x_n). \quad (4.10)$$

Продолжая последовательно и многократно разложение для всех слагаемых, получаем полное разложение функции:

$$f(x_1, x_2, \dots, x_n) = x_1 x_2 \dots x_n f(1, 1, \dots, 1) +$$

$$+ x_1 x_2 \dots x_n f(0, 1, \dots, 1) + \dots + \bar{x}_1 \bar{x}_2 \dots \bar{x}_n f(0, 0, \dots, 0) =$$

$$= k_1 f(P_1) + k_2 f(P_2) + \dots + k_m f(P_m), \quad (4.11)$$

где $k_i = x_1 x_2 \dots x_n$ — конституент единицы, т. е. произведение всех переменных для i -го набора (P_i), для которого

• переменная, равная 1, записывается в прямой форме, а равная 0, — в инверсной форме; $f(P_i)$ — значение функции для набора переменных P_i .

Таким образом, любая логическая функция может быть представлена дизъюнкцией конъюнкций конститuentов единицы и значений функций для всех наборов переменных. Так как $f(P_i)$ равна 1 или 0, то, отбрасывая слагаемые с $f(P_i) = 0$, получаем

$$y = f(x_1, x_2, \dots, x_n) = \sum_{i \in m_1} k_{i(f=1)}, \quad (4.12)$$

где $k_{i(f=1)}$ — конститuentы единицы тех наборов множества m_1 , для которых $f(P_i) = 1$.

Согласно (4.12) любая логическая функция может быть представлена дизъюнкцией конститuentов единицы всех переменных для тех наборов, которым соответствует единичное значение функции. Полученная форма представления функции (4.11) или (4.12) называется дизъюнктивной нормальной формой.

Например, для функции равнозначности $y = x_1 \sim x_2$ согласно табл. 4.1 $y_V = 1$ для набора переменных 1, для которого $x_1 = x_2 = 0$ и $k_1 = \bar{x}_1 \bar{x}_2$, и для набора 4, для которого $x_1 = x_2 = 1$ и $k_4 = x_1 x_2$, тогда в соответствии с (4.12)

$$y_V = x_1 \sim x_2 = k_1 + k_4 = \bar{x}_1 \bar{x}_2 + x_1 x_2. \quad (4.13)$$

Для функции неравнозначности аналогично находим $y_{V1} = 1$ Для набора 2 и 3, тогда

$$y_{V1} = x_1 \oplus x_2 = k_2 + k_3 = x_1 \bar{x}_2 + \bar{x}_1 x_2. \quad (4.14)$$

Дизъюнктивная форма структурной формулы (4.12) может быть заменена конъюнктивной формой. Действительно, согласно (4.12) инверсная функция определится следующим образом:

$$y = \sum_{i \in m_0} k_{i(f=0)}, \quad (4.15)$$

где $k_{i(f=0)}$ — конститuentы единицы тех наборов множества m_0 , для которых $f(P_i) = 0$.

Тогда, очевидно, для прямой функции с учетом закона де Моргана

$$y = \left(\sum_{i \in m_0} k_{i(f=0)} \right) = \prod_{i \in m_0} \bar{k}_{i(f=0)}, \quad (4.16)$$

где $k_{i(f=0)} = x_1 \bar{x}_2 \dots x_n = x_1 + x_2 + \dots + x_n$ — конституент нуля, т. е. сумма всех переменных для i -го набора (P_i) , для которого переменная, равная 0, записывается в прямой форме, а равная 1, — в инверсной форме. Согласно (4.16) любая логическая функция может быть представлена конъюнкцией конституентов нуля всех переменных для тех наборов, для которых функция равна 0. Полученная форма представления функции (4.16) называется конъюнктивной нормальной формой. Согласно табл. 4.1 и выражению (4.16), например, для функции неравнозначности

$$Y = x_1 \oplus x_2 = k_1 f_{ei} = (x_1 + x_2)(x_1 + \bar{x}_2) = x_1 x_2 + x_1 \bar{x}_2,$$

для функции И—НЕ

$$y = x_1 x_2 = \bar{k}_4 = \bar{x}_1 + \bar{x}_2.$$

Полученные общие структурные формулы (4.12) и (4.16) свидетельствуют о том, что любую логическую функцию многих переменных можно составить из трех операций: дизъюнкции, конъюнкции и инверсии. Так как согласно закону де Моргана дизъюнкция может быть заменена конъюнкцией $x_1 + x_2 = x_1 x_2$ и, наоборот, конъюнкция может быть заменена дизъюнкцией $x_1 x_2 = x_1 + x_2$, то достаточно иметь две операции, инверсию и дизъюнкцию или инверсию и конъюнкцию, чтобы составить любую логическую функцию. Логический элемент, объединяющий две указанные операции, т. е. логический элемент ИЛИ — НЕ или И — НЕ, называется базовым элементом. Этот логический элемент выполняет функцию как бы простейшего кирпичика при построении сложного логического здания, т. е. на основе базового элемента может быть составлена схема, реализующая любую логическую функцию. Промышленные серии логических элементов интегрального исполнения имеют базовым элементом в основном элементы типа И—НЕ (серии К133, К155, К511), в некоторых сериях используются логические элементы типа ИЛИ—НЕ (серия К500). Рассмотрим составление некоторых функций из табл. 4.1 на основе базового элемента И—НЕ. Используя закон де Моргана,

имеем для функций:

ИЛИ

$$Y = x_1 + x_2 = x_1 x_2; \text{ И } y = x_1 x_2 = x_1 x_2;$$

ИЛИ—НЕ

$$y = x_1 \downarrow x_2 = x_1 x_1 = x_1 x_2;$$

исключающее ИЛИ

$$Y = x_1 \bar{x}_2 + x_1 x_2 = (x_1 \bar{x}_2)(\bar{x}_1 x_2).$$

Данным функциям соответствуют схемы, приведенные на рис. 4.4.

Важным логическим элементом, реализующим функцию «Память» является триггер. В отличие от рассмотренных выше типовых логических элементов, для которых выходная координата однозначно определяется комбинацией, или набором, входных переменных, триггер относится к последовательному типу элементов, когда выходная координата определяется не только комбинацией входных переменных, но и предшествующим состоянием элемента. Триггер можно получить, используя функцию «Запрет» —

$$Y = x_1 \bar{x}_2 = \overline{x_1 + x_2}, \quad (4.17)$$

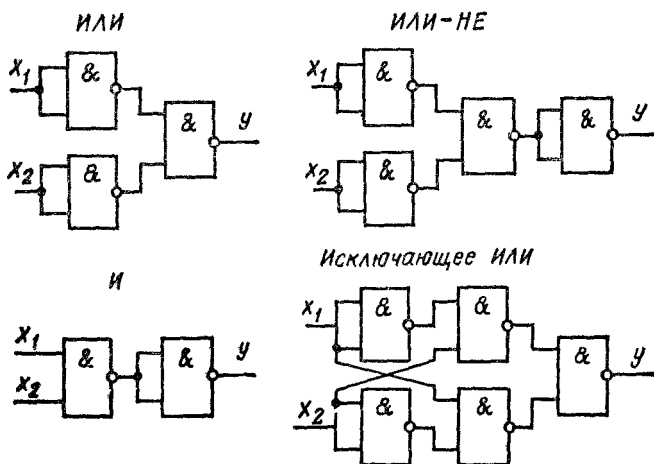


Рис. 4.4. Схемы элементов с типовыми функциями

где x_1 — входной сигнал; x_2 — запрещающий сигнал.

Согласно (4.17) $y=0$, если $x_2=\backslash$, т. е. элемент заперт, при наличии запрещающего сигнала, напротив, $y=x$, если $x_2=0$, т. е. элемент реализует функцию повторения, если отсутствует запрещающий сигнал. Для того чтобы запомнить кратковременный единичный входной сигнал, можно использовать обратную связь, т. е. подать выходную величину на вход, тогда структурная формула триггера получит вид

$$Y = (x_1 + Y) x_2 = (\bar{x}_1 + \bar{y}) + x_2 = (\bar{x}_1 \bar{y}) x_2. \quad (4.18)$$

Полученная функция может быть реализована на базовых логических элементах ИЛИ—НЕ (рис. 4.5, а) или И—НЕ (рис. 4.5, б). Данный триггер называется статическим *RS*-триггером, условное обозначение которого приведено для прямых входных сигналов на рис. 4.5, в и для инверсных сигналов на рис. 4.5, г. На вход *S*, обозначающий сокращение английского слова Set — установка, подается входной открывающий сигнал $x_1=x_S$, единичное значение которого дает на прямом выходе триггера единичный сигнал $y=Q=1$. На вход *R*, обозначающий сокращение слова Reset — сброс, подается закрывающий сигнал $x_2=x_R$, единичное значение которого переводит выходной сигнал на нулевое значение $y=Q=0$. Возможные состояния *RS*-триггера приведены в табл. 4.2.

Очевидно, что наборы 1 и 2 означают соответственно установку 0 и 1 на прямом выходе триггера, набор 3 — хранение предыдущего состояния (функция запоминания). Набор 4 запрещен, так как при $x_S=x_R=\backslash$ на обоих выходах устанавливается неустойчивый 0 — при замене единичного сигнала на входах и на нулевой ($x_S=x_R=0$)

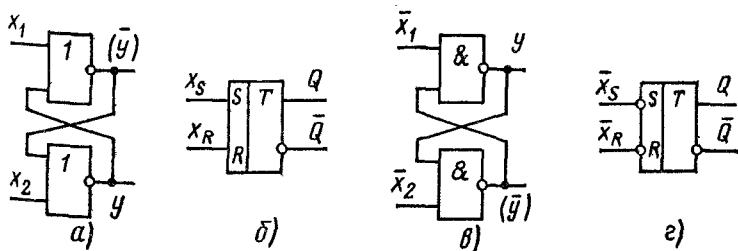


Рис. 4.5. Схемы и условные обозначения *RS*-триггера с прямыми (а, б) и инверсными входными сигналами (в, г)

Таблица 4.2. Таблица истинности RS триггера

Номер набора	$x_S(n)$	$x_R(n)$	$Q(n)$	$\bar{Q}(n)$
1	0	1	0	1
2	1	0	1	0
3	0	0	$Q_{(n-1)}$	$\bar{Q}_{(n-1)}$
4	1	1	Запрещено	

Примечание. Индекс n означает произвольный такт переключения, а $n-1$ — предшествующий такт.

предугадать новое состояние триггера невозможно из-за разброса его временных характеристик.

Переключения данного триггера происходят в произвольные моменты времени, определяемые изменением набора входных переменных. Триггер с таким режимом работы называют асинхронным. Когда переключения триггера должны происходить в строго определенные моменты времени, триггер дополняется входом синхронизации C , на который подаются сигналы x_C с тактовой частотой. При $x_C=0$ триггер хранит предыдущее состояние, а при $x_C=1$ дается разрешение на переключение триггера. Схема, условное изображение и временная диаграмма синхронного RS -триггера приведены на рис. 4.6. На основе данного типового триггера составляются различные варианты триггерных схем.

Вариант синхронного триггера с одной входной логической переменной XD называется D -триггером. Он полу-

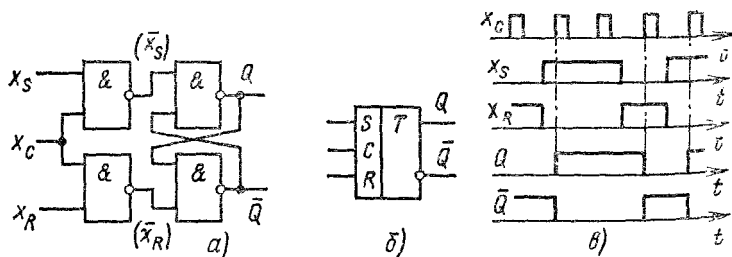


Рис. 4.6. Схема (а), условное обозначение (б) и диаграмма работы (в) синхронного RS -триггера

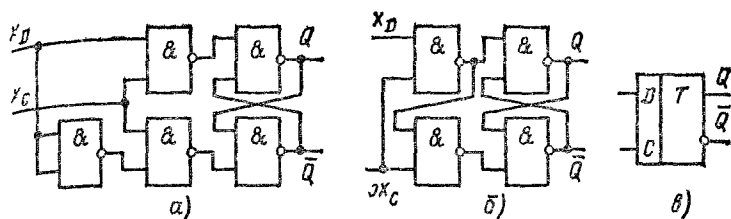


рис. 4.7, Исходная (а), преобразованная (б) схемы и условное изображение D-триггера (в)

чается из синхронного RS -триггера, если на вход S подать сигнал XD , а на вход R — x_D . Схемы D-триггера, исходная и преобразованная, и условное изображение даны на рис. 4.7. Тактовые синхронизирующие импульсы x_c (рис. 4.6, в), разрешающие переключение триггера в строго фиксированные моменты времени, выполняют вместе с тем задержку передачи входного сигнала.

Триггер может быть построен с динамическим управлением, когда его переключение происходит в момент изменения управляющего сигнала от 0 к 1 (прямой динамический вход) или от 1 к 0 (инверсный динамический вход). На рис. 4.8 приведено условное обозначение D-триггера с прямым динамическим тактовым входом. Применяя обратную связь по инверсному выходу данного триггера, получаем так называемый T-триггер, т. е. триггер с одним счетным входом, изменяющий свое состояние при каждом изменении тактового сигнала от 0 к 1 (рис. 4.9).

Рис. 4.8. Условное обозначение D-триггера с прямым динамическим входом

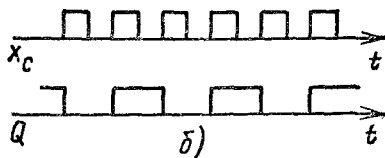
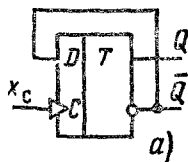
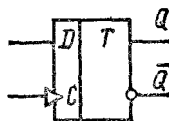


Рис. 4.9. Схема (а) и диаграмма работы D-триггера с динамическим счетным входом (б)

На рис. 4.10 приведены схемы и условное обозначение двухступенчатого синхронного RS -триггера, состоящего из двух триггеров — входного и выходного. При $x_c = 1$ входная информация (сигналы x_s , x_R) записывается во входной триггер, при этом выходной триггер блокирован нулевыми сигналами инвертора (рис. 4.10, а) или запрещающих связей (рис. 4.10, б). При $x_c = 0$ входной триггер блокирован и не воспринимает сигналы x_s , x_R , а выходной триггер открыт и переводит информацию первой ступени на выход второй ступени.

Диаграмма работы двухступенчатого триггера с инвертором (рис. 4.10, а) приведена на рис. 4.11. Как следует из схемы триггера, его переключение осуществляется задним фронтом тактирующего сигнала. Для правильной работы схемы информационный сигнал на выходе первой ступени должен появляться после срабатывания инвертора. Это обстоятельство отмечено на рис. 4.11 разными уровнями сигнала x_c , нижнему уровню соответствует срабатывание инвертора, разделяющего работы двух ступеней триггера, а верхнему уровню соответствует появление информационного сигнала на входе второй ступени. Если данный триггер охватить перекрестными обратными связями, то получим T -триггер со счетным входом (рис. 4.12). Этот вариант T -триггера в отличие от схемы с прямым динамическим входом (см. рис. 4.9) будет переключаться при каждом изменении тактового сигнала от 1 к 0.

На основе двухступенчатого RS -триггера с помощью внешних перекрестных обратных связей и дополнитель-

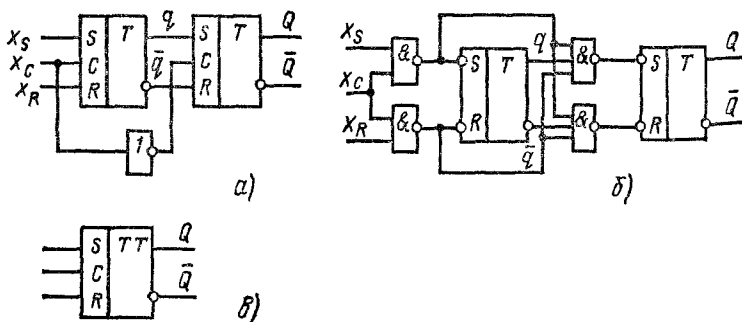


Рис. 4.10. Схемы двухступенчатого синхронного RS -триггера с инвертором (а), запрещающими связями (б) и условное обозначение триггера (в)

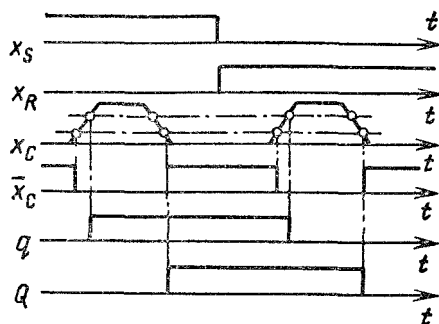


Рис. 4.11. Диаграмма работы двухступенчатого синхронного RS -триггера

ных входов может быть получен синхронный JK -триггер (рис. 4.13). Данный триггер в отличие от RS -триггера не имеет запрещения на одновременную подачу единичного сигнала на оба входа. Диаграмма работы синхронного JK -триггера приведена на рис. 4.14. При $x_J = 1$ и $x_K = 0$

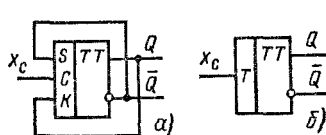


Рис. 4.12. Схема (а) и условное обозначение триггера со счетным входом (б)

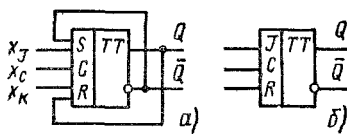


Рис. 4.13. Схема (а) и условное обозначение синхронного JK -триггера (б)

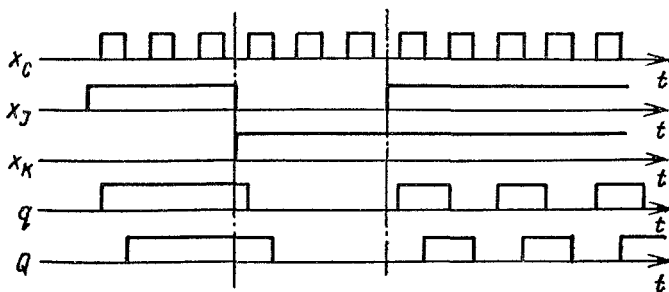


Рис. 4.14. Диаграмма работы синхронного JK -триггера

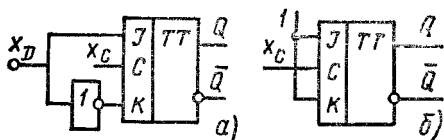


Рис. 4.15. Схемы включения JK триггера на режимы D -триггера (а) и T -триггера (б)

на прямом выходе устанавливается единичный сигнал, т. е. $Q=1$. Напротив, при $x_D=0$ и $x_K=1$ устанавливается $Q=0$. Переключение триггера происходит при переходе тактирующего сигнала от единичного уровня к нулевому. Если $x_D=x_K=1$, то триггер работает в счетном режиме, т. е. поочередно переключаясь тактовым сигналом. Возможность использования JK -триггера в режиме RS -триггера, D -триггера (рис. 4.15, а), T -триггера (рис. 4.15, б) дает основание называть его универсальным триггером.

4.2. Типовые цифровые узлы

Цифровые узлы являются комплексными логическими элементами. Они относятся к среднему уровню функциональной интеграции. По функциональному назначению цифровые узлы можно подразделить на три основные группы: логические узлы, реализующие различные логические функции, соответствующие алгебре логики; вычислительные узлы, выполняющие соответствующие правилам обычной алгебры вычислительные функции — сложение, умножение, сравнение чисел и т. д.; узлы памяти, выполняющие функцию запоминания поступающих сигналов.

Вычислительные операции выполняются в цифровых узлах на основе двоичной системы счисления. Поэтому вычислительные цифровые узлы, так же как и логические узлы, строятся на логических элементах, т. е. различные функции вычисления реализуются через простые логические операции. Это обстоятельство позволяет рассматривать некоторые логические цифровые узлы как вычислительные, и наоборот. Конструктивно цифровые узлы могут исполняться в виде схемы, объединяющей отдельные логические элементы и смонтированной на плате («многокорпусное» исполнение) или в виде единичного комплексного логического элемента («однокорпусное» исполнение).

Характеристика управления цифрового узла, связывающая функционально его входные и выходные координаты, задается как алгоритм работы узла в форме таблицы истинности, диаграммы работы (циклограммы), структурной формулы, словесного описания. На основании заданного в той или иной форме алгоритма работы цифрового узла составляется его схема с использованием логических элементов. Для многих цифровых узлов схемы известны и изготавливаются серийно в многокорпусном или однокорпусном исполнении. Это так называемые « типовые » цифровые узлы, т. е. те узлы, которые находят широкое применение как составные части в различных цифровых системах управления.

Рассмотрим некоторые типовые цифровые узлы из трех выделенных по функциональному назначению групп. К группе логических цифровых узлов относится распределитель импульсов, который находит применение, например, в системах управления автономными инверторами ПЧ. Поступающие на вход распределителя импульсов тактовые импульсы с частотой f_T распределяются поочередно по n выходам распределителя, при этом единичный сигнал y_{i+1} на $(i'+1)$ -м выходе появляется при исчезновении единичного сигнала y_i на i -м выходе, а снимается сигнал y_{i+1} тактовым импульсом x_C . Схема узла с таким алгоритмом работы, выполненная на D -триггерах с динамическим входом для распределителя с шестью выходами, приведена на рис. 4.16, а. В исходном положении предварительно записанный единичный сигнал имеет место на выходе первого триггера $y \setminus = 1$. При появлении первого тактового импульса единичный сигнал исчезает с выхода триггера T_1 и появляется на выходе T_2 ($y_2 = 1$). При следующем тактовом импульсе $y_2 = 0$ и $y_3 = 1$ и т. д. Когда единичный сигнал появляется на выходе T_6 , то через обратную связь он поступает на вход T_1 , и цикл повторяется (рис. 4.16, б). Очевидно, что частота цикла

$$f = f_T / n, \quad (4.19)$$

где n — число триггеров распределителя импульсов.

Важным логическим цифровым узлом является дешифратор (декодер), который преобразует сигнал на n входах, представляющий собой число в двоичном коде, в единичный сигнал на одном из его выходов. Алгоритм работы дешифратора трехразрядного числа с пятью выходами отражен в табл. 4.3.

Т а б л и ц а 4.3 Таблица истинности дешифратора

Номер	a_2	a_1	a_0	y_4	y_3	y_2	y_1	y_0
0	0	0	0	0	0	0	0	1
1	0	0	1	0	0	0	1	0
2	0	1	0	0	0	1	0	0
3	0	1	1	0	1	0	0	0
4	1	0	0	1	0	0	0	0

Применяя дизъюнктивную нормальную форму представления логической функции, заданной табл. 4.3, согласно (4.12) получаем

$$y_0 = a_0 a_1 a_2; \quad y_1 = a_0 a_1 \bar{a}_2; \quad y_2 = a_0 a_1 a_2;$$

$$y_3 = a_0 a_1 \bar{a}_2; \quad y_4 = a_0 a_1 a_2.$$

В соответствии с полученными структурными формулами составляется схема дешифратора, приведенная на

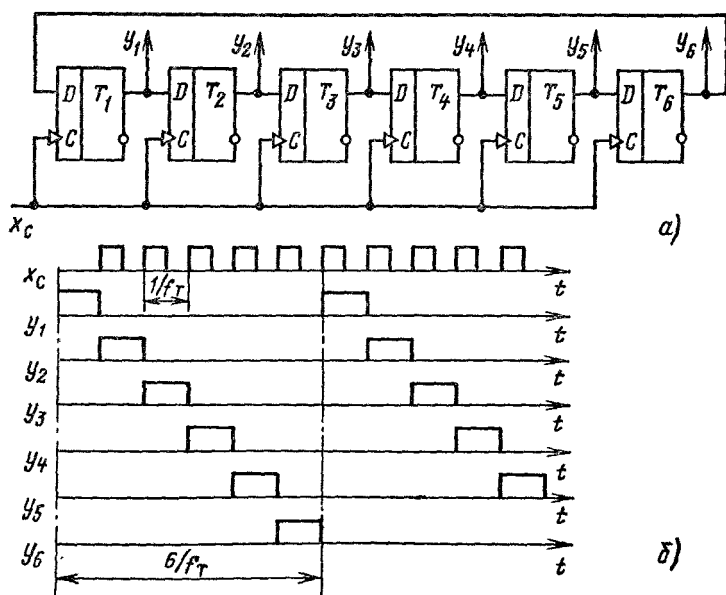


Рис. 4.16. Схема (а) и диаграмма работы распределителя импульсов (б)

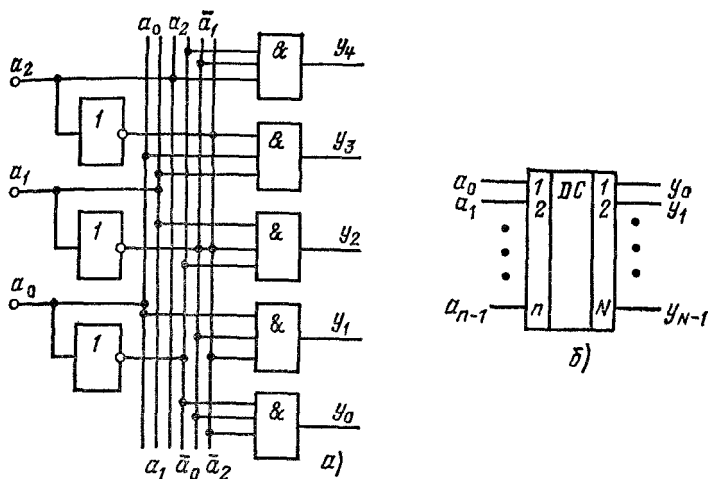


Рис. 4.17. Схема (а) и условное обозначение дешифратора (б)

рис. 4.17. Обратную операцию выполняет шифратор (кодер), который преобразует единичный сигнал на одном из m входов в параллельный двоичный код на n выходах. Таблицы истинности у шифратора и дешифратора одинаковы, но в них меняются местами функция и аргумент. Тогда согласно табл. 4.3 для шифратора справедливы структурные формулы

$$a_0 = y_1 + y_3; \quad a_1 = y_2 + y_3; \quad a_2 = y_4.$$

Логическую функцию управляемого двоичным кодом переключателя нескольких входов на один выход выполняет узел, называемый мультиплексором. Этот узел представляет собой дешифратор (рис. 4.17, а), выходы которого объединены логическим суммированием, а к элементам И добавлено по одному входу x_0, x_1, \dots, x_{N-1} . Тогда для трехразрядного управляющего кода и пяти выходов структурная формула мультиплексора, очевидно, получит следующий вид:

$$y = y_0 + y_1 + \dots + y_4 = a_0 a_1 a_2 x_0 + a_0 \bar{a}_1 \bar{a}_2 x_1 + \dots + a_0 a_1 a_2 x_4.$$

Логическую функцию переключения вентильных групп реверсивного ТП с раздельным управлением реализует цифровой узел — логическое переключающее устройство (ЛПУ), изображенный на рис. 4.18. Входные сигналы наличия тока в вентильных группах x_1, x_2 и знака управ-

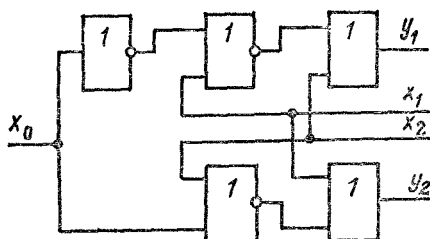


Рис. 4.18. Схема ЛПУ реверсивного ТП

ляющего напряжения x_0 формируют на выходе запрещающие сигналы на открывание групп (y_1, y_2). Схема узла составлена согласно структурным формулам (2.55), описывающим работу ЛПУ (см. § 2.2).

В группе вычислительных цифровых узлов выделим такие типовые узлы, как счетчики, сумматоры, узлы сравнения — компараторы.

Двоичный счетчик выполняет последовательный счет электрических импульсов, поступающих на его вход, о представлении результата счета в двоичном коде на выходе. Схема счетчика прямого счета, построенная на двухступенчатых T -триггерах, приведена на рис. 4.19, а,

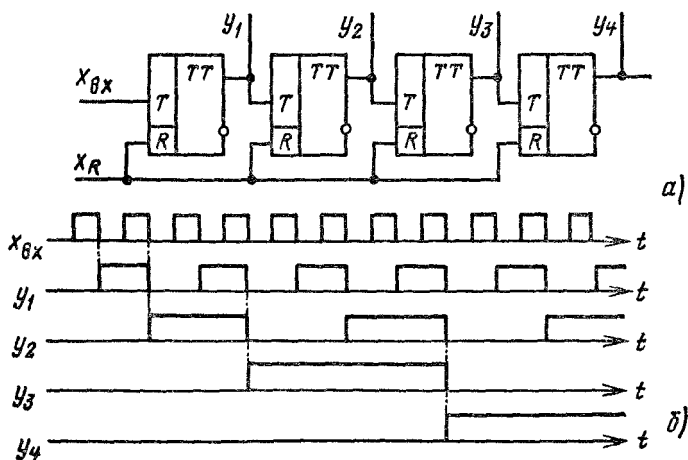


Рис. 4.19. Схема (а) и диаграмма работы двоичного счетчика-делителя частоты (б)

Поступающий на счетный вход сигнал с прямого выхода предыдущего триггера включает своим задним фронтом последующий триггер. Совокупность выходных сигналов триггеров ($y_1—y_4$) соответствует числу импульсов в двоичном коде, поступивших на счетчик к данному моменту времени. Число триггеров n определяет число разрядов счетчика и его числовую емкость $N=2^n-1$. Как следует из диаграммы работы узла (рис. 4.19, б), при каждом переходе от младшего разряда к старшему разряду частота выходного сигнала триггера снижается вдвое. Таким образом, данный счетчик одновременно выполняет функцию делителя частоты, в котором частота выходного сигнала старшего разряда определяется отношением

$$f_{\text{вых}} = f_{\text{вх}}/2^n, \quad (4.20)$$

где $f_{\text{вх}}$ — частота входного сигнала $x_{\text{вх}}$, Гц.

Установка счетчика в нулевое исходное состояние осуществляется подачей единичного сигнала x_R на R -входы триггеров. Если в качестве выходных сигналов использовать сигналы инверсных выходов триггеров, то получим счетчик обратного счета. В исходном состоянии в счетчике находится максимальное число 2^n-1 , а по мере поступления импульсов число уменьшается на 1 от каждого импульса. Возможность счета в прямом и обратном направлениях используется в реверсивных счетчиках. Приведенный на рис. 4.19, а счетчик относится к типу асинхронных счетчиков последовательного действия, в которых переключение каждого последующего триггера осуществляется задним фронтом выходного сигнала предыдущего триггера. В результате этого включение последнего, n -го триггера происходит с запаздыванием, z и n раз превышающим время срабатывания одного триггера. Если данное запаздывание превосходит период входного сигнала, то появляется погрешность в измерении количества входных импульсов и, следовательно, в делении частоты. От отмеченного недостатка асинхронного счетчика свободен синхронный счетчик параллельного действия.

Принцип действия синхронного счетчика состоит в том, что переключение всех триггеров осуществляется задним фронтом синхронизирующего импульса, но при УСЛОВИИ включенного состояния предыдущих триггеров. При таком построении счетчика запаздывание переключе-

чения любого триггера, от первого до последнего, будет одно и то же и будет равно времени срабатывания одного триггера.

На рис. 4.20 приведены схема и условное изображение четырехразрядного реверсивного синхронного двоичного счетчика. Пусть входные импульсы x_{c1} поданы на шину, обозначенную $+1$, при исходном нулевом состоянии триггеров $TT_1—TT_4$, т. е. при $y_1=y_2=y_3=y_4=0$. Тогда первый входной импульс включает триггер TT_1 , т. е. на его выходе появляется единичный сигнал $y_1=1$. Второй импульс включает TT_2 ($y_2=1$), так как его входной элемент И открыт и передает единичный сигнал на счетный вход T . Одновременно TT_1 вторым импульсом отключается ($y_1=0$). Третий импульс вновь включает TT_1 ($y_1=1$), но не отключает TT_2 , так как его вход заперт элементом И. При появлении четвертого импульса открываются элементы И триггеров TT_2 и TT_3 , так как $y_1=y_2=1$, и TT_3 включается ($y_3=1$), а TT_2 и TT_1 отключаются ($y_2=y_1=0$). Таким образом, переход от младшего разряда к старшему синхронизирован входными импульсами и происходит на всех разрядах с одинаковым запаздыванием, равным времени срабатывания одного триггера.

После 15-го импульса счетчик показывает свое максимальное число 1111, при этом элемент $И_1$ имеет единич-

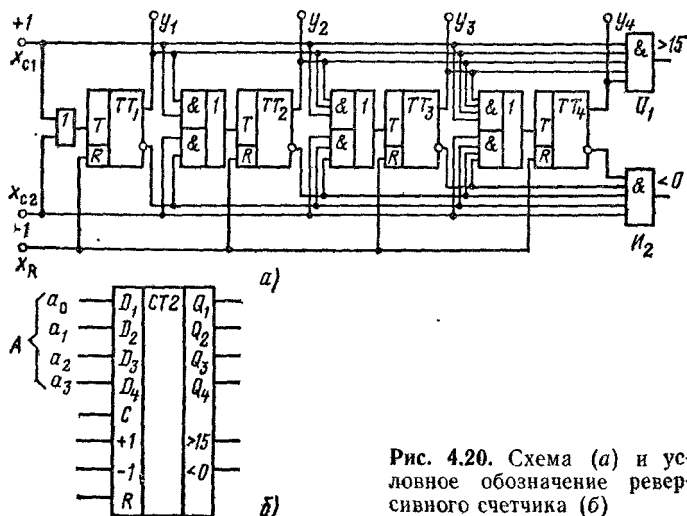


Рис. 4.20. Схема (а) и условное обозначение реверсивного счетчика (б)

ные сигналы на всех входах, кроме входа с тактовыми импульсами. Следовательно, появившийся 16-й импульс x_{c1} пропускается элементом I_1 на его выход, обозначенный символом >15 . Этот сигнал указывает на окончание цикла заполнения всех разрядов счетчика. Если вместо шины $+1$ использовать для входных импульсов шину -1 , то счетчик будет работать в режиме вычитания из числа 1111 последовательно поступающих импульсов x_{c2} . После 15-го импульса на выходе счетчика устанавливается число 0000 ($y_1=y_2=y_3=y_4=0$), а 16-й импульс проходит через открывшийся элемент I_2 на его выход, обозначенный символом <0 . Этот сигнал указывает на окончание цикла вычитания в пределах четырех разрядов счетчика.

Для увеличения разрядности суммирования и вычитания можно использовать несколько счетчиков, соединенных последовательно: выход >15 со входом $+1$ следующего элемента и выход <0 со входом -1 . При этом принцип счета будет параллельно-последовательный, т. е. параллельный, или синхронный, внутри одного счетчика и последовательный, или асинхронный, относительно всех счетчиков. Реверсивный счетчик может выполнять суммирование и вычитание для двух серий импульсов x_{c1} и x_{c2} , поступающих одновременно на входы $+1$ и -1 . Для исключения ошибок в счете импульсы x_{c1} и x_{c2} не должны совпадать по фазе, а должны иметь между собой временной сдвиг, превышающий время срабатывания счетчика.

Режим работы счетчика с двумя последовательностями импульсов можно рассматривать как режим вычитания импульсов x_{c2} из числа, вносимого в счетчик импульсами x_{c1} через канал $+1$. Для установки счетчика в нулевое состояние имеется вход R , на который подается единичный сигнал x_R (рис. 4.20, а). Обычно счетчики имеют дополнительные разрядные входы D_1, D_2, D_3, D_4 , позволяющие вводить произвольное число $A=a_3a_2a_1a_0$ как начальное условие при разрешающем единичном сигнале C (рис. 4.20, б).

Сумматором называется цифровой узел, выполняющий операцию сложения двоичных чисел. Простейшая операция — сложение двух одноразрядных чисел a и b выполняется согласно правилу

$$\begin{aligned}
 0 + 0 &= 0, \quad S = 0, \quad P = 0; \\
 a + b &= 1 + 0 = 1, \quad S = 1, \quad P = 0; \\
 &0 + 1 = 1, \quad S = 1, \quad P = 0; \\
 &1 + 1 = 10, \quad S = 0, \quad P = 1;
 \end{aligned}
 \tag{4.21}$$

При сложении двух единиц их сумма (число 2) представляется в двоичной системе двухразрядной формой. Тогда в пределах одного разряда результатом сложения будет нуль ($S=0$), а единица в следующем разряде будет результатом переноса ($P=1$). Из записанного правила сложения (4.21) очевидно, что величина S представляет собой логическую функцию неравнозначности (4.7), а величина P — конъюнкцию (4.3) (см. табл. 4.1). Этим двум функциям одних и тех же переменных a и b соответствует схема так называемого полусумматора (рис. 4.21). При сложении двух многоразрядных чисел полусумматор можно использовать только для одного младшего разряда. Для произвольного i -го разряда суммирование производится с учетом трех слагаемых a_i , b_i и P_i (табл. 4.4).

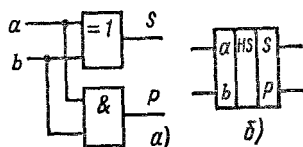


Рис. 4.21. Схема (а) и условное обозначение полусумматора (б)

Таблица 4.4. Таблица истинности полного сумматора

a_i	b_i	P_i	S_i	P_{i+1}
0	0	0	0	0
0	1	0	1	0
1	0	0	1	0
1	1	0	0	1
0	0	1	1	0
0	1	1	0	1
1	0	1	0	1
1	1	1	1	1

Из табл. 4.4 следует, что при $P_i=0$ $S_i=a_i \oplus b_i$ (4.7), а при $P_i=1$ $S_i=a_i \oplus b_i = a_i \sim b_i$ (4.6). Следовательно, структурная формула для S_i получит вид

$$S_i = (a_i 0 \text{ ft}_i) P_i + (\overline{a_i \oplus b_i}) P_i = (a_i \oplus b_i) \oplus P_i. \tag{4.22}$$

Для переноса в следующий разряд P_{i+1} составим структурную формулу в соответствии с дизъюнктивной нормальной формой разложения функции (4.12):

$$P_{i+1} = a_i b_i P_i + a_i b_i P_i + a_i b_i P_i + a_i b_i P_i = a_i b_i + (a_i \oplus b_i) P_i. \quad (4.23)$$

Формулам (4.22) и (4.23) соответствует схема полного сумматора для одного i -го разряда, приведенная на рис. 4.22. Соединяя последовательно n одноразрядных сумматоров, получаем n -разрядный сумматор с последовательным переносом (рис. 4.23). Недостатком такого сумматора является возрастание в n раз времени операции сложения по сравнению со временем работы одноразрядного сумматора. Для повышения быстродействия применяют специальные схемы ускоренного переноса.

Операцию вычитания $D = A_n - B_n$ двух n -разрядных чисел на сумматоре заменяют операцией сложения уменьшаемого A_n с поразрядным дополнением вычитаемого B_n до числа $C = 2^n - 1$ и с единицей. Действительно,

$$\begin{aligned} D &= A_n - B_n = A_n + (C - B_n) - C = \\ &= A_n + B_n - (2^n - 1) = A_n + B_n + 1 - 2^n, \end{aligned} \quad (4.24)$$

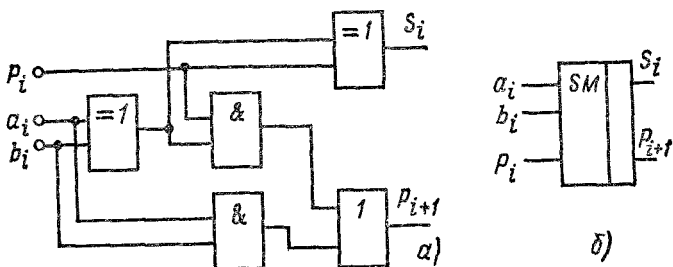


Рис. 4.22. Схема (а) и условное обозначение одноразрядного полного сумматора (б)

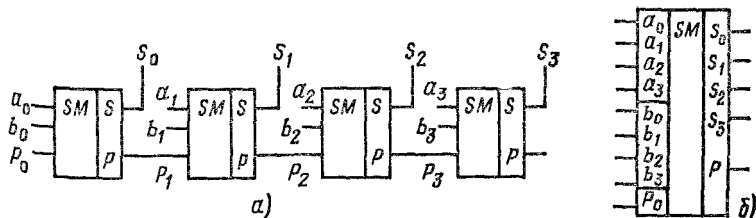


Рис. 4.23. Схема (а) и условное обозначение четырехразрядного сумматора (б)

где $B_n = b_{n-1} \dots b_1 b_0$ — дополнение числа B_n , получаемое инвертированием всех разрядов B_n ; $2^n = 100 \dots 0$ с числом нулей после единицы, равным n .

Согласно (4.24) сумма $S = A_n + \bar{B}_n + 1$ отличается от искомой разности D на единицу переноса в разряд $n+1$. Поэтому вычитание 2^n , т. е. исключение единицы в разряде $n+1$, практически достигается инверсией выходного разряда переноса. Тогда, если на сумматор подать числа A_n и B_n , на вход переноса $P_0 = 1$, а выходную величину переноса инвертировать ($V = \bar{P}_{n+1}$), то на выходных разрядах получим разность $D = A_n - B_n$. Если $D < 0$, то сумма $S = A_n + B_n$ не дает единицу переноса в разряд $n+1$, т. е. $P_{n+1} = 0$. Этот факт используется как признак отрицательности разности, а модуль D находится согласно (4.24) по формуле

$$|D| = -D = (2^n - 1) - (A_n + \bar{B}_n) = \overline{A_n + \bar{B}_n}. \quad (4.25)$$

Объединяя (4.24) и (4.25), получаем алгоритм определения модуля и знака разности двух чисел:

$$|D| = (A_n + B_n + P_{n+1})P_{n+1} + K + B_n + P_{n+1})P_{n+1}; \quad V = \bar{P}_{n+1} = \begin{cases} 0 - D > 0; \\ 1 - D < 0. \end{cases} \quad \mathbf{1} \quad (4.26)$$

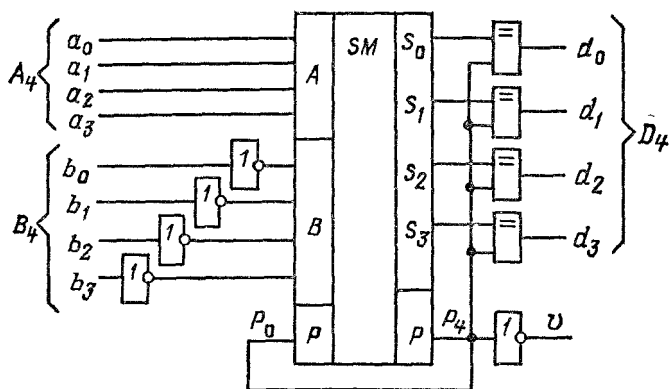


Рис. 4.24. Схема сумматора, выполняющего операцию вычитания двух чисел с учетом знака разности

Формулам (4.26) соответствует приведенная на рис. 4.24 схема включения сумматора, выполняющего вычитание двух чисел с учетом знака разницы. Данный сумматор в цифровых системах управления выполняет функцию измерения рассогласования, являющегося управляющим сигналом в цифровом коде соответствующего контура (положения, скорости, тока) электропривода.

Компаратор — цифровой узел, выполняющий функцию сравнения двух чисел A_n и B_n . Результатом сравнения является определение одного из трех возможных состояний: $A=B$; $A>B$ и $A<B$, каждое из которых фиксируется единичным сигналом на соответствующем выходе. Очевидный алгоритм работы одноразрядного компаратора представлен табл. 4.5.

Т а б л и ц а 4.5. Таблица истинности одноразрядного компаратора

a	b	$y_1, a=b$	$y_2, a>b$	$y_3, a<b$
0	0	1	0	0
0	1	0	0	1
1	0	0	1	0
1	1	1	0	0

Данной таблице соответствуют структурные формулы компаратора, которые легко записываются согласно (4.12) в дизъюнктивной нормальной форме:

$$\begin{aligned} y_1 &= a \sim b = ab + ab; \\ y_2 &= ab; \\ y_3 &= ab. \end{aligned} \tag{4.27}$$

По (4.27) составим схему компаратора (рис. 4.25). Для сравнения многоразрядных чисел приведенная схема применяется для каждого разряда, и сравнение производится с помощью дополнительной логической схемы, начиная со старшего разряда.

Регистры предназначены для записи, хранения и выдачи (считывания) многоразрядного двоичного числа. Помимо функции хранения некоторые типы регистров могут выполнять такие преобразования числовой информации, как сдвиг числа на один или несколько разрядов, инвертирование кода. На рис. 4.26 приведена схема n -

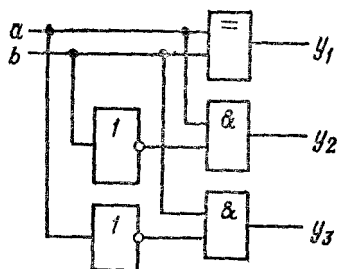


Рис. 4.25. Схема одноразрядного компаратора

разрядного регистра хранения. Основным функциональным элементом каждого разряда регистра является триггер — простейший элемент памяти. При сигнале $x_3=1$ входы регистра открыты и осуществляется запись числа. Записанное число запоминается триггерами T и сохраняется внутри регистра при $x_3=0$, когда его вход заперт. При $x_{сч}=1$ записанное число считывается, т. е. выводится на выходы

$Q_0—Q_{n-1}$. Сигнал $x_R=1$, появляющийся перед записью, стирает записанное число, т. е. устанавливает нулевые значения числа на всех разрядах. В рассмотренном регистре число вводится и выводится в параллельном коде, т. е. сигналы действуют на всех разрядах одновременно.

В регистре сдвига, схема которого приведена на рис. 4.27, число A вводится в последовательном коде, т. е. единичные и нулевые сигналы поступают на один вход поочередно через определенные интервалы времени, и n -разрядное число заполняет регистр через n тактов.

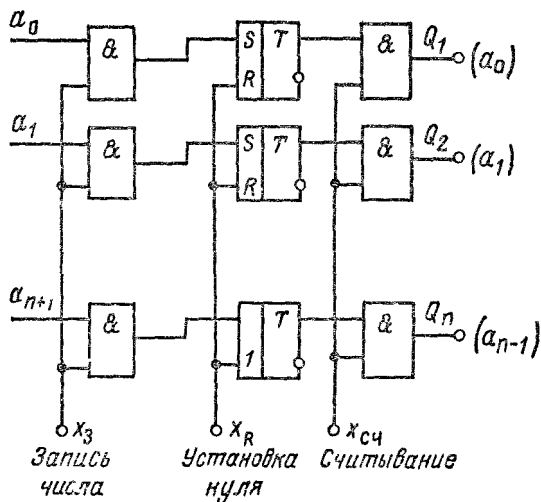


Рис. 4.26. Схема регистра хранения

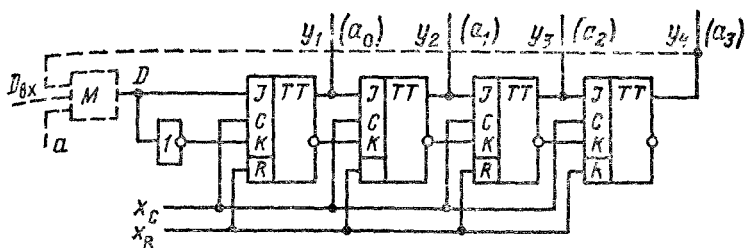


рис. 4.27. Схема четырехразрядного регистра сдвига

Вывод числа из регистра может выполняться параллельно с помощью выходных сигналов всех разрядов, а также последовательно с выхода последнего разряда. С помощью обратной связи и логической входной схемы можно получить в данном регистре непрерывную циркуляцию заданного числа. Для этого схема дополняется мультиплексором M , выходная величина которого определяется управляющим сигналом a :

$$D = aD_{\text{вх}} + ay_4.$$

Если после записи числа $D_{\text{вх}}$ в регистр изменить значение a с 1 на 0, то записанная информация будет циркулировать в замкнутом через обратную связь регистре.

Матрица-накопитель — это цифровой узел с более высоким объемом запоминаемой информации по сравнению с регистром. Она состоит из N ячеек памяти $ЯП$, которые соединены через элементы И с адресными горизонтальными шинами $x_1 - x_k$, образующими строки матрицы, и адресными вертикальными шинами $y_1 - y_k$, образующими столбцы матрицы (рис. 4.28). Каждая ячейка памяти хранит единичную информацию, соответствующую одному числу.

Простейшая ячейка памяти — триггер запоминает одноразрядное число с объемом информации в 1 бит. В этом случае емкость матричной памяти составит $N \times 1$ бит, где общее количество ячеек памяти N соответствует числу разрядов n кода адреса ячеек, т. е. $N = 2^n$. Ячейка может хранить и многоразрядное число, если выполнена в виде регистра с числом разрядов t . Тогда емкость матричной памяти составит $N \times t$ бит. Выполняется такая многоразрядная матрица как пакет одноразрядных матриц, соединенных параллельно. Опе-

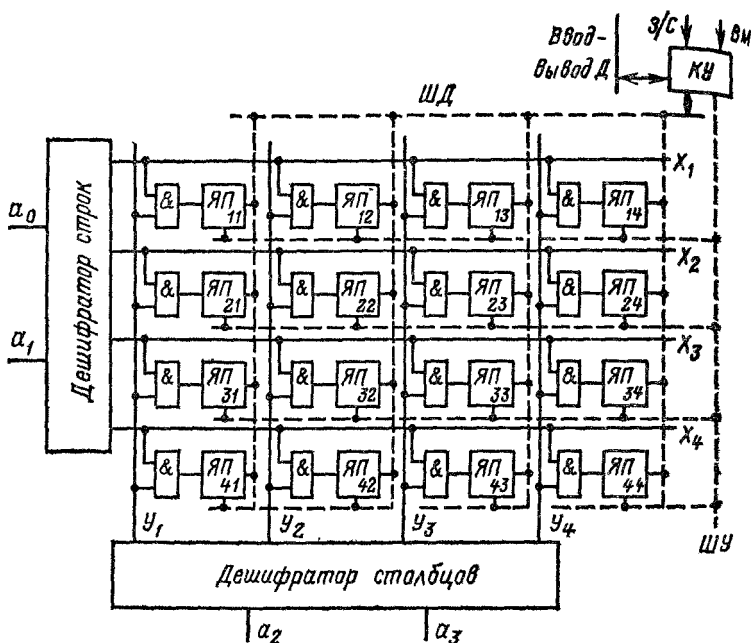


Рис. 4.28. Схема запоминающего устройства

рации ввода и вывода информации для каждой ячейки памяти выполняются при подаче единичных сигналов на адресные шины данной ячейки, при этом на остальных адресных шинах должны быть нулевые сигналы. Адрес ячейки памяти определяется n -разрядным числом $A_n = a_{n-1} \dots a_0$, которое с помощью дешифраторов строк и столбцов (см. рис. 4.17) преобразуется в единичные сигналы, подаваемые на адресные шины выбранной ячейки памяти.

Числовые данные информации D , хранимые в матрице, вводятся и выводятся через внутренние шины данных $ШД$ при разрешающем единичном сигнале выключателя матрицы $ВМ$ и при разрешающих сигналах соответственно на запись или на считывание ($3/С$), передаваемых через шины управления $ШУ$. Избирательная связь ввода и вывода данных с $ШД$ выполняется коммутирующим узлом $КУ$. Таким образом, для выполнения операций не только хранения, но и ввода-вывода информации матрица-накопитель дополняется рядом узлов.

Комплекс рассмотренных узлов представляет собой ледующий, более высокий уровень функциональной интеграции — цифровое устройство, получившее название *запоминающего устройства* (ЗУ). Если ЗУ позволяет многократно записывать различную информацию для хранения, как это имеет место в описанном ЗУ (рис. 4.28), то такое ЗУ называется оперативным запоминающим устройством (ОЗУ). Информация, записанная в ОЗУ, может храниться до тех пор, пока имеется напряжение питания. Для хранения постоянной, один раз записанной информации применяются постоянные запоминающие устройства (ПЗУ). Так как ПЗУ работают только в режиме считывания, то их исполнение проще по сравнению с ОЗУ. Информация, записанная в ПЗУ при его изготовлении, сохраняется при отсутствии напряжения питания. Ячейка памяти ПЗУ представляет собой электрический контакт, соединяющий выход элемента И с общей шиной (ИД на рис. 4.28).

На рис. 4.29 приведена диодная схема ПЗУ с емкостью памяти 8×4 бит. Трехразрядное адресное число $A = a_2 a_1 a_0$ дает на выходе дешифратора 2^3 различных адресов, каждому из которых соответствует своя горизонтальная шина — строчка матрицы с сигналом x_i , равным 0 или 1. Вертикальные шины — столбцы матрицы — образуют разряды выходного числа $D = d_3 d_2 d_1 d_0$, которое записано в ПЗУ. Одноразрядную ячейку памяти образует

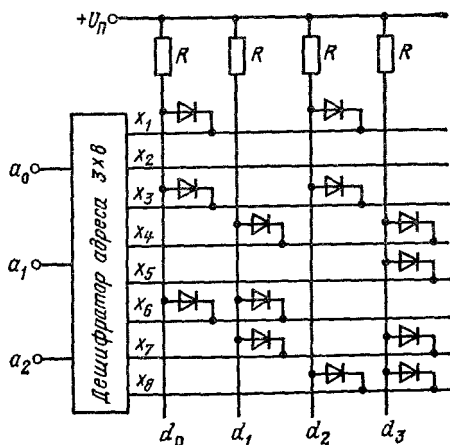


Рис. 4.29. Диодная схема ПЗУ 8×4 бит

пересечение строки и столбца матрицы. Это пересечение может не иметь электрического соединения или иметь соединение, выполненное с помощью диода. Пересечение без электрического соединения имеет на вертикальной шине высокий уровень напряжения, равный $+U_n$, т. е. этому пересечению соответствует двоичное число, равное 1. Диодному пересечению соответствует число 0, если на катод диода поступает от дешифратора единичный сигнал (диод заперт), или число 0, если на катод диода поступает нулевой сигнал (диод открыт, и напряжение питания U_n теряется на сопротивлении R).

Расположение диодов в матрице определяет неизменяемую числовую информацию в виде $2^3 \times 4$ однобитных состояний, или 2^3 четырехразрядных чисел $D = d_3 d_2 d_1 d_0$. Считывание чисел D осуществляется с вертикальных шин при подаче на одну из горизонтальных шин считываемого сигнала x_i с выхода дешифратора. Выбор строки матрицы для считывания числа, записанного на ней, определяется кодом адреса $A = a_2 a_1 a_0$, поступающим на вход дешифратора. Зависимость считываемых чисел D от адресного числа A для ПЗУ, изображенного на рис. 4.29, с дешифратором с нулевым выходным сигналом представлена в виде табл. 4.6.

Из схемы и табл. 4.6 следует, что каждый разряд выходного числа является логической функцией И. Действительно, достаточно иметь нулевой сигнал на катоде одного из диодов вертикальной шины, чтобы получить на этой шине логический нуль. Напротив, логическая единица имеет место только при наличии единичных сигналов на катодах всех диодов данной вертикальной

Таблица 4.6. Зависимость считываемого числа D от кода адреса A ПЗУ 8×4 бит

№ п/п.	a_2	a_1	a_0	x_1	x_2	x_3	x_4	x_5	x_6	x_7	x_8	d_3	d_2	d_1	d_0
1	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	0
2	0	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
3	0	1	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1	0
4	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	0	1	0	1
5	1	0	0	1	1	1	1	0	1	1	1	0	1	1	1
6	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	0	0
7	1	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1	0	1	0	1
8	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	1	1

шины. Следовательно, для разрядов числа D можно записать

$$d_0 = x_1 x_3 x_6; \quad d_1 = x_4 x_6 x_7; \quad d_2 = x_1 x_3 x_8; \quad d_3 = x_4 x_5 x_7 x_8.$$

Данное свойство диодной матрицы позволяет использовать ее при построении логических управляющих устройств — программируемых логических матриц (ПЛМ).

На рис. 4.30 приведена структурная схема ПЛМ, состоящая из входного узла $ВУ_1$, матриц, реализующих функции И, M_1 , ИЛИ, M_2 и выходного узла $ВУ_2$. Входной узел преобразует сигналы X_i внешних источников команд — кнопок управления, путевых выключателей и и т. п. — в логические сигналы x_i . Выходной узел, напротив, преобразует результирующие логические сигналы y_i в усиленные выходные сигналы Y_i , выполняющие необходимые управляющие воздействия на объект управления. Узлы $ВУ_1$ и $ВУ_2$ осуществляют также потенциальное отделение входных и выходных сигналов от логических матриц M_1 , M_2 . Перечисленные функции узлов $ВУ_1$ и $ВУ_2$ являются вспомогательными относительно функционального назначения ПЛМ, а основную логическую задачу данного цифрового устройства — формирование заданной управляющей логической функции — выполняют матрицы M_1 и M_2 . Каждый выходной канал M_1 выполняет операцию конъюнкции из множества $n+k$ входных переменных x_j и x'_j , т. е.

$$g = \prod_{j \in (n+k)} (x_j x'_j), \quad (4.28)$$

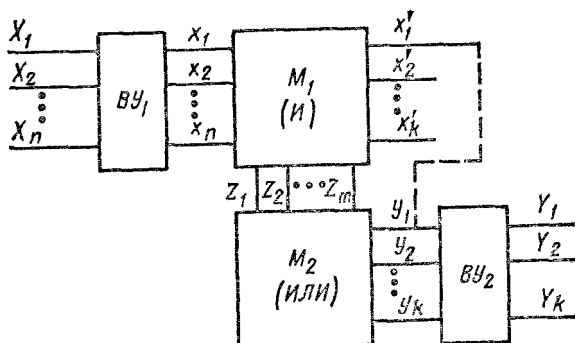


Рис. 4.30. Структурная схема ПЛМ

где переменные x_j и x'_j могут быть выражены в прямой или инверсной форме. При этом входы x_j , соединяясь с соответствующими выходами y_j , образуют обратные связи. Каждый выходной канал M_2 выполняет операцию дизъюнкции из множества m переменных z_i , т. е.

$$y_j = \sum_{i \in m} z_i = \bigvee_{i \in m} \left(\prod_{j \in (n+k)} x_j x'_j \right). \quad (4.29)$$

В соответствии с теоремой разложения (4.11) и ее следствиями (4.12), (4.16) для составления любой логической функции достаточно трех операций: отрицания, конъюнкции и дизъюнкции. Таким образом, выходная координата ПЛМ Y согласно (4.29) с помощью матриц

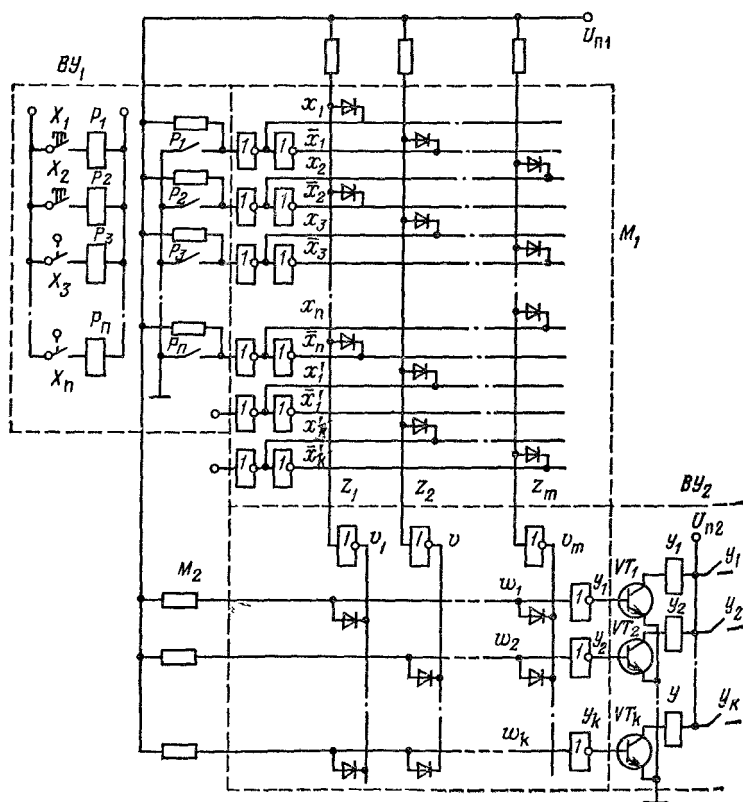


Рис. 4.31. Принципиальная схема ПЛМ

M_1 и M_2 может реализовать произвольную наперед заданную логическую функцию управления. Принципиальная схема ПЛМ изображена на рис. 4.31. Матрица-накопитель M_1 , как описано выше, реализует на вертикальных шинах конъюнкции:

$$z_1 = x_1 x_2 x_n; \quad z_2 = x_1 x_3 x_1 x_k; \quad z_m = x_2 x_3 x_n x_k.$$

Матрица дизъюнкции M_2 получается из матрицы конъюнкции на основе закона де Моргана. Действительно, горизонтальные шины M_2 осуществляют так же, как и вертикальные шины M_1 , конъюнкцию $w_i = \bigcap_{i \in m} v_i$. Так

как согласно схеме $v_i = z_i$, то в соответствии с законом де Моргана $w_i = \bigcap_{i \in m} z_i = \bigcap_{i \in m} \bigcap_{i \in m} z_i$. Поскольку $y_i = w_i$, то $y_i = \bigcap_{i \in m} z_i$, т. е. M_2 выполняет функцию дизъюнкции. При-

менительно к схеме ПЛМ (рис. 4.31)

$$y_1 = z_1 + z_m; \quad y_2 = z_2 + z_m; \quad y_3 = z_1 z_2.$$

Преобразование и гальваническое разделение входных и выходных сигналов в ПЛМ выполняют герконные реле $P_1 \dots P_n$ и $Y_1 \dots Y_k$.

4.3. Микропроцессор — комплексный цифровой элемент высшего функционального уровня

Функциональные возможности цифровых элементов расширяются при переходе от более низкого уровня к более высокому уровню интеграции. Так, объединение логических элементов, реализующих простейшие логические функции, в цифровые узлы позволяет решать сложные логические и вычислительные задачи. Тем не менее каждый узел, как это показано в предыдущем параграфе, выполняет одну, вполне определенную логическую или вычислительную функцию, тип которой отражен в названии узла. Объединение цифровых узлов в рамках следующего, высокого уровня интеграции, называемого цифровым устройством, дает функциональную многозначность. Такие устройства позволяют получать различные функции, каждая из которых соответствует своему определенному набору управляющих сигналов, т. е. определенной программе управления. Например, рассмотренное в § 4.2 ЗУ в зависимости от набора управляющих ко-

манд, воздействующих на ЗУ, выполняет различные операции: приема (записи), хранения, выдачи (считывания), ликвидации (стирания) информации.

На основе комплекса типовых узлов может быть создано устройство с широким набором логических и вычислительных функций, воспроизведение которых осуществляется с помощью заранее составленной программы управляющих воздействий. Такое программно-управляемое унифицированное цифровое устройство, выполненное на базе больших интегральных схем, называется *микропроцессором* (МП), который предназначен для обработки цифровой информации и управления процессом этой обработки.

Микропроцессор как управляющее устройство может входить составной частью в систему управления АЭП. В этом смысле распространим понятие элемента АЭП и на МП, который обладает конструктивной завершенностью в виде однокорпусного или многокорпусного исполнения. Однако, учитывая функциональную сложность МП, будем иметь в виду определенную условность его включения в понятие элемента, считая его комплексным цифровым элементом высшего функционального уровня. Дальнейшая функциональная интеграция — микро-ЭВМ — уже выходит за границы принятого в данном курсе понятия элемента и относится к понятию системы.

Рассмотрим сначала функциональный состав и принцип действия МП как комплексного программно-управляемого элемента, который, в свою очередь, может выполнять задачу управления в составе систем АЭП.

Будем рассматривать МП путем его последовательной декомпозиции, т. е. путем перехода от общего представления к детализированному. Исходно представим МП как единое устройство в виде некоторого «черного ящика», имеющего внешние входы и выходы для рабочей информации (данные D , D') и для команд управления данными (X) (рис. 4 32, а). Внутри МП происходят два процесса: процесс обработки данных, при котором поступающие в МП данные D подвергаются логическим и вычислительным операциям и в новом качестве D' выводятся из МП; процесс управления обработкой данных на основании заранее составленной программы (X). В соответствии с указанными процессами в составе МП можно выделить два основных функциональных блока — блок операций $БО$ и блок управления $БУ$ (рис.

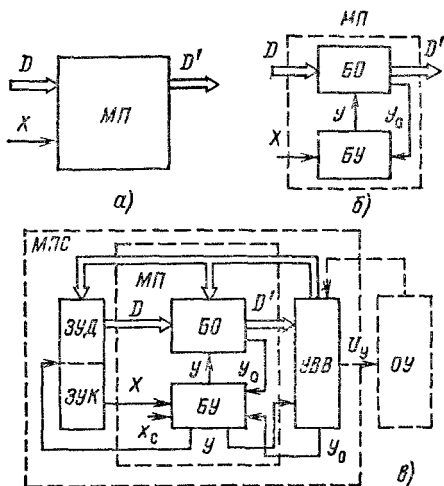


Рис. 4.32. Структурная схема микропроцессора

4.32, б). Основным является блок операций, так как именно он реализует функциональное назначение МП. Блок управления обеспечивает правильное функционирование БО, при этом поступающая программа работы МП в виде последовательности команд X преобразуется в БУ с учетом сигналов УО, оповещающих о состоянии БО, в серию управляющих сигналов Y , воздействующих на БО.

В своей работе МП взаимодействует с внешними устройствами, которые совместно с ним образуют МП-систему управления некоторым объектом ОУ (рис. 4.32, в). Источником исходных данных и программы являются соответственно запоминающие устройства данных ЗУД и команд ЗУК. Приемником обработанных данных служит так называемое «устройство ввода-вывода» УВВ, через которое обработанная цифровая рабочая информация D' в преобразованном виде как выходное управляющее воздействие U_y поступает на объект управления. Из ОУ в УВВ поступает информация о состоянии объекта управления в виде сигналов обратных связей U_0 . В МП-системе поток рабочей информации может иметь не только прямое направление — от ЗУД к МП и к УВВ, но и обратное — от УВВ к МП и к ЗУД. Это дает возмож-

ность для обмена информацией между ЗУД, БО и УВВ, позволяет обрабатывать данные обратных связей и запоминать результаты операций. Совместная взаимосвязанная работа всех устройств и блоков в МП-системе обеспечивается системой управляющих сигналов $У$ и $У_0$. Необходимая согласованность действий во времени блоков МП и МП-системы достигается с помощью синхронизирующих импульсов x_c , поступающих от генератора выскобальной частоты.

Познакомившись с основными функциональными блоками МП-системы, рассмотрим принцип действия МП как комплексного управляющего элемента, реализующего некоторую логическую функцию, например, вида

$$Y = [(x_1 + x_2)x_3 + x_1]x_3 + x_2. \quad (4.30)$$

Заданная функция может быть реализована аппаратным способом с помощью типовых логических элементов. Для этого согласно (4.30) потребуются три элемента ИЛИ и два элемента И, соединенных по схеме, приведенной на рис. 4.33. Схема реализует пять действий — $y_1 = x_1 + x_2$; $y_2 = y_1 x_3$; $y_3 = y_2 + x_1$; $y_4 = y_3 x_3$; $y_5 = y_4 + x_2 = Y$, для каждого из которых предусмотрен отдельный элемент, хотя различных действий здесь только два — дизъюнкция (y_1, y_3, y_5) и конъюнкция (y_2, y_4). В этом недостаток аппаратного способа реализации алгоритма управления — с усложнением алгоритма соответственно возрастает количество аппаратуры. При программном способе реализации функции (4.30) потребуются вместо пяти только два элемента, один из которых ИЛИ, а другой И. Необходимые действия согласно (4.30) будут выполняться поочередно в соответствии с заранее составленной программой.

Проанализируем решение поставленной задачи (4.30) с помощью МП, для которого примем функциональную модель, изображенную на рис. 4.34. В этой МО-

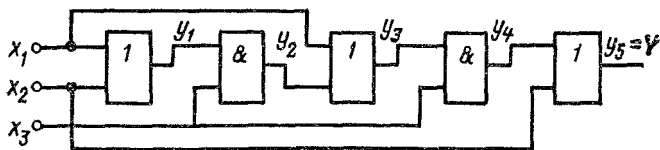


РИС. 4.33. Схема аппаратной реализации логической функции

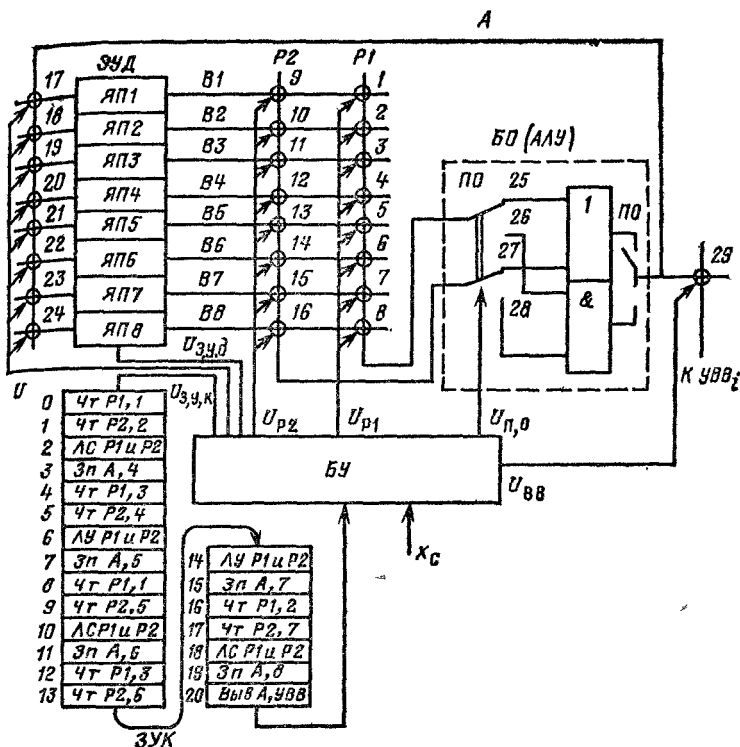


Рис. 4.34. Функциональная упрощенная модель микропроцессора

дели по сравнению с моделью на рис. 4.32 дополнительно показаны линии связи *БЛОК* с *ЗУД* и внутреннее устройство *БЛОК*. Дополнительные элементы представлены упрощенно, чтобы лучше понять принцип действия МП. В состав блока операций, который называется также арифметико-логическим устройством (АЛУ), входят элементы ИЛИ, И (применительно к решаемой задаче) и переключатель операций *ПО*. Шины *Р1* и *Р2*, через которые Данные вводятся в *БЛОК*, соединяются с помощью электронных ключей 1—16 с выходными шинами *ЗУД* *В1*—*В2*. Шина *А* воспринимает результат операций в АЛУ, который может быть записан в ячейках памяти *ЯП1*—*ЯП8* запоминающего устройства данных или передан в устройство ввода-вывода *УВВ_i*.

Блок управления вырабатывает сигналы:

$U_{p1,i}, U_{p2,i}$, управляющие электронными ключами 1—8, 9—16;

$U_{Ai}, U_{B,Bi}$, управляющие электронными ключами 17—24, 29;

$U_{ц,о}$, управляющий переключателем операций ($U_{ц,о} = 1$ — включены контакты 25 и 37, $U_{ц,о} = 0$ — включены контакты 26 и 28);

$U_{з,у,д}$, разрешающий чтение данных из ЗУД ($U_{з,у,д} = 1$) или запись в ЗУД ($U_{з,у,д} = 0$);

$U_{з,у,к}$, разрешающий чтение команд из ЗУК.

Единичное значение сигналов $U_{p1,i}, U_{p2,i}, U_{Ai}, U_{B,Bi}$ означает включенное состояние электронных ключей с номером i .

Составим программу работы МП в соответствии с алгоритмом, заданным в виде структурной формулы (4.30). Пусть в исходном состоянии МП значения переменных x_1, x_2, x_3 записаны в ячейки ЯП1, ЯП2, ЯП3, а остальные ячейки ЗУД свободны. Тогда для выполнения пяти действий y_1 — y_5 , соответствующих формуле (4.30), потребуется совокупность операций, осуществляемых последовательно одна за другой по очевидной программе:

0) чтение числа x из ЯП1 на шину P1, сокращенно — Чт P1,1;

1) чтение числа x_2 из ЯП2 на шину P2, Чт P2,2;

2) логически сложить числа x и x_2 , ЛС P1 и P2;

3) запись результата сложения y_1 с шины A в ЯП4, ЗпА,4;

4) чтение числа x_3 из ЯП3 на шину P1, Чт P1,3;

5) чтение числа y_1 из ЯП4 на шину P2, Чт P2,4;

6) логически умножить числа x_3 и y_1 , ЛУ P1 и P2;

7) запись результата умножения y_2 с шины A в ЯП5, ЗпА,5;

8) чтение числа x_1 из ЯП1 на шину P1, Чт P1,1;

9) чтение числа y_2 из ЯП5 на шину P2, Чт P2,5;

10) логически сложить числа x и y_2 , ЛС P1 и P2;

11) запись результата сложения y_3 с шины Л в ЯП6, ЗпА,6;

12) чтение числа x_3 из ЯП3 на шину P1, Чт P1,3;

13) чтение числа y_3 из ЯП6 на шину P2, Чт P2,6;

14) логически умножить числа x_3 и y_3 , ЛУ P1 и P2;

15) запись результата умножения y_4 с шины A в ЯП7, ЗпА,7;

16) чтение числа x_2 из ЯП2 на шину P1, Чт P1,2;

- 17) чтение числа y_4 из ЯП7 на шину P2, Чт P2,7;
- 18) логически сложить числа x_2 и y_4 , ЛС P1 и P2;
- 19) запись результата сложения $y_5 = y$ с шины A в ЯП8, Зп A,8; или другой вариант.
- 20) вывод результата сложения $y_5 = y$ с шины A на УВВ₂, ВВВ A, УВВ_i.

Перечисленным 20 операциям соответствует то же число команд, по которым данные операции выполняются МП. Команды записаны в сокращенной символической форме. В составе команды можно выделить две части — наименование операции и адрес расположения данных, над которыми совершаются операции. Так как МП как цифровое устройство может воспринять команду только в цифровом виде, то символическая форма команды преобразуется в цифровой код. В этом коде команды записываются в ячейки ЗУК в последовательности, соответствующей составленной программе (рис. 4.34),

Номер ячейки ЗУК означает адрес команды, а также очередность ее выполнения. В сокращенном виде программу работы МП можно представить в табличной форме (табл. 4.7). Обработка программы начинается с декодирования в блоке управления команды с нулевым адресом, который внесен исходно в БО как начало отсчета команд программы. Декодирование команды вызывает появление управляющих импульсов $U_{3,y,d} = 1$, $U_{P1,1} = 1$, осуществляющих выполнение первой команды Чт P1,1. Одновременно с этим в БО к начальному номеру адреса прибавляется единица, что определяет следующий адрес новой команды. Появившийся вследствие этого управляющий сигнал $U_{3,y,k} = 1$ обуславливает чтение команды с адресом 1 в блок управления и ее декодирование. Сигналы $U_{3,y,d} = 1$ и $U_{P2,2} = 1$ осуществляют выполнение команды Чт P2,2. Аналогично выполняются последующие команды. Разделение во времени выполнения команд, последовательность и согласованность действия управляющих сигналов осуществляются с помощью высокочастотных синхронизирующих импульсов x_c , поступающих в блок управления. На выполнение каждой команды требуется несколько тактов x_c , которые образуют время цикла команды

$$T_k = n_T \tau, \quad (4.31)$$

где n_T — число тактов в цикле; τ — период синхронизирующих импульсов, с,

Т а б л и ц а 4.7. Программа МП для реализации функции (4.30)

Адрес команды	Символический код команды	Номер включающего контакта	Состояние управляющих сигналов
0	Чт Р1, 1	1	$U_{P1, 1}=1, U_{з, у, д}=1$
1	Чт Р2, 2	1	$U_{P2, 2}=1, U_{з, у, д}=1$
2	ЛС Р1 и Р2	25, 27	$U_{п, 0}=1$
3	Зп А, 4	20	$U_{з, у, д}=0, U_{А, 20}=1$
4	Чт Р1, 3	3	$U_{P1, 3}=1, U_{з, у, д}=1$
5	Чт Р2, 4	12	$U_{P2, 12}=1, U_{з, у, д}=1$
6	ЛУ Р1 и Р2	26, 28	$U_{п, 0}=0$
7	Зп А, 5	21	$U_{з, у, д}=0, U_{А, 21}=1$
8	Чт Р1, 1	1	$U_{P1, 1}=1, U_{з, у, д}=1$
9	Чт Р2, 5	13	$U_{P2, 13}=1, U_{з, у, д}=1$
10	ЛС Р1 и Р2	25, 27	$U_{п, 0}=1$
11	Зп А, 6	22	$U_{А, 22}=1, U_{з, у, д}=0$
12	Чт Р1, 3	3	$U_{P1, 3}, U_{з, у, д}=1$
13	Чт Р2, 6	14	$U_{P2, 14}, U_{з, у, д}=1$
14	ЛУ Р1 и Р2	26, 28	$U_{п, 0}=0$
15	Зп А, 7	23	$U_{з, у, д}=0, U_{А, 23}=1$
16	Чт Р1, 2	2	$U_{P1, 2}=1, U_{з, у, д}=1$
17	Чт Р2, 7	15	$U_{P2, 15}=1, U_{з, у, д}=1$
18	ЛС Р1 и Р2	25, 27	$U_{п, д}=1$
19	ВЫВ А, УВВ _l	29	$U_{В, Вl}=1$

Для реализации всей программы (программного цикла) потребуется время

$$T_{п} = N_{к} T_{к} = N_{к} n_{т} \tau, \quad (4.32)$$

где $N_{к}$ — число команд в программе.

Так как величины $n_{т}$ и $N_{к}$ определяются типом команды и размером программы, то существенное значение для сокращения времени решения задачи с помощью МП приобретают минимизация программы и правильный выбор типа команд. Так, составленная программа не яв-

ляется самой короткой для решения поставленной задачи, в ней используется избыточное количество команд. Действительно, пары команд с номерами 3 и 5, 7 и 9, 11 и 13, 15 и 17, в которых сначала результат операции записывается в ЗУД, а затем считывается из ЗУД на входную шину Р2, можно было бы заменить одной командой передачи результата сразу на входную шину. Это сократило бы программу на четыре команды. Для составленной программы даже в идеализированном случае, когда $n_T=1$, требуется время $T_{\pi}=N_{\kappa}\tau=20\tau$.

Если задачу (4.30) решить аппаратным способом, то, как следует из рис. 4.33, сигнал проходит последовательно через пять элементов, и общее запаздывание выходного сигнала относительно входного составит $T=5\tau_0$, где τ_0 — время срабатывания одного элемента. Следовательно, если принять $\tau_0=\tau$, то решение данной задачи программным способом с помощью МП потребует в 4 раза больше времени, чем аппаратным путем. Кроме того, для простой задачи и массогабаритные показатели микропроцессорного способа ее решения могут оказаться хуже, чем в аппаратном способе. Таким образом, в каждом конкретном случае необходимо проводить обоснованный выбор между программным и аппаратным способами решения поставленной задачи управления. Универсальность МП обуславливает тот факт, что его применение тем эффективнее, чем многозначнее в функциональном отношении задача на него возлагается. Именно универсальность оказывается большим достоинством МП — на одной и той же аппаратуре можно реализовать различные алгоритмы управления за счет изменения вводимой в МП программы. Современные МП допускают высокую частоту тактирования (2—15 мГц), что позволяет выполнять достаточно сложные программы за небольшой интервал времени.

Рассмотрим теперь более детальное структурное представление МП, которое позволит получить расширенное понятие о различных функциональных возможностях МП. На рис. 4.35 изображена структурная схема МП, в которой два основных функциональных блока БО и БУ детализированы. В составе МП выделены три группы регистров:

группа, обслуживающая процесс обработки данных, в составе аккумулятора А, буферных регистров БР1, БР2, БРД, регистра признаков РП;

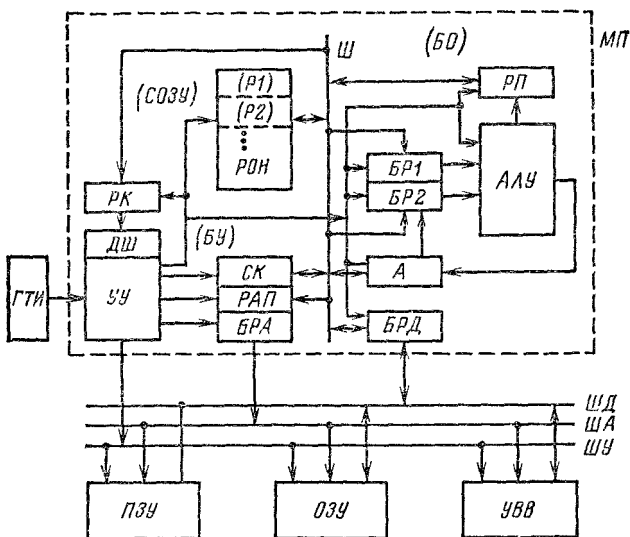


Рис. 4.35. Структурная схема микропроцессора

группа, обслуживающая процесс управления обработкой данных, в составе регистра команд *РК*, счетчика команд *СК*, регистра адреса памяти *РАП* и буферного регистра адреса *БРА*;

группа регистров общего назначения *РОН*, которая может выполнять функцию внутреннего сверхоперативного запоминающего устройства *СОЗУ*, что повышает быстродействие МП.

Основу блока операций составляет арифметико-логическое устройство *АЛУ*, построенное на комбинационных схемах без *ЗУ*. При поступлении на оба входных регистра *БР1* и *БР2* данных на выходе *АЛУ* немедленно (через время срабатывания *АЛУ*) появляется результат операции. Поэтому для *АЛУ* необходимо *ЗУ* для временного хранения входных и выходных данных, функцию которого выполняет регистр *А*, названный аккумулятором. Устройство *АЛУ* обрабатывает две величины, одна из которых предварительно вводится в аккумулятор. Результат обработки данных всегда сначала записывается также в *А*. Чтобы исключить сбои в работе *АЛУ* из-за наложения выходной величины на входную, используется буферный регистр аккумулятора *БР2*, в ко-

торый перед операцией входная величина считается из *A*. Определенную характеристику результата операций дает регистр признаков *РП*. Информацию о результате операций дают числовые значения соответствующих разрядов регистра, при этом единичное значение свидетельствует о присутствии данного признака. Типичными являются признаки переноса *C*, переполнения дополнительного кода *V*, нулевого результата *Z*, отрицательного результата *N*, прерывания *I*, четности *P*. Буферные регистры *БРА* и *БРД*, являясь усилительными элементами, согласуют нагрузку шин *ША* и *ШД* с МП.

Основу блока управления составляет управляющее устройство *УУ*, вырабатывающее сигналы управления. Значения сигналов определяются типом команды, поступающей с регистра команд *РК* и декодируемой с помощью дешифратора *ДШ*. Шина *Ш* осуществляет взаимосвязь между блоками *БО*, *БУ*, *СОЗУ* внутри МП. Системой многоразрядных шин данных *ШД*, адресов *ША*, управления *ШУ* МП связан с внешними устройствами — генератором тактовых импульсов *ГТИ*, *ПЗУ*, *ОЗУ*, устройством ввода-вывода *УВВ*.

Структурная схема МП будет более понятной, если рассмотреть ее на примере выполнения какой-либо программы. Для этого проанализируем ее функционирование на рассмотренном выше примере. Пусть величины x_1 , x_2 , x_2 записаны не во внешнем ЗУД, как это предполагалось в примере на рис. 4.34, а во внутреннем *СОЗУ* в его трех регистрах *P1*, *P2*, *P3*. Считаем, что программа работы МП записана во внешнем *ОЗУ*. Наличие аккумулятора позволяет результат операции сразу направлять на вход *АЛУ* для последующей операции. Это упростит программу выполнения решаемой задачи, освободив ее от лишних команд.

Пусть первой командой будет извлечение величины из *P1* и помещение ее в аккумулятор. Назовем эту команду как «пересылка содержимого регистра *P1* в аккумулятор», или сокращенно Пр *A*, *P1*. Тогда с учетом использования аккумулятора следующей командой может быть «логическое сложение содержимого регистров *A* и *P2*», или сокращенно ЛС *A* и *P2*. Поскольку результат предыдущей операции является согласно алгоритму (4.30) и с помощью аккумулятора всегда одной из входных величин, готовой для последующей операции, то команды непосредственно операций могут следовать одна за дру-

гой без команд записи результата и чтения данных, предусмотренных составленной ранее программой.

Вместо ранее составленных 20 команд для решения поставленной задачи с использованием регистра A и СОЗУ потребуется всего семь команд: Пр A , $P1$; ЛС A и $P2$; ЛУ A и $P3$; ЛС A и $P1$; ЛУ A и $P3$; ЛС A и $P2$; Выв A , УВВ₁. Каждая команда располагается в своей ячейке ЗУК, как это показано на рис. 4.34. Однако это справедливо только для коротких команд, а длинные команды могут занимать несколько ячеек. Наименование команды представляет собой «кодовое слово», длина которого определяется числом разрядов n . Если $n=8$, то в двоичном коде длина слова равна одному байту (однобайтовая команда), а при $n=16$ — двум байтам (двухбайтовая команда). Следовательно, если ячейки ЗУ имеют восемь разрядов, то для двухбайтовой команды потребуется две ячейки.

Рассмотрим последовательность действия показанных на рис. 4.35 узлов и устройств МП. В исходном положении в счетчик команд вписан начальный адрес команды, т. е. $СК: = 0$, где символ $=$ означает знак присваивания, в данном случае присваивания счетчиком $СК$ нулевого значения адреса начальной команды Пр A , $P1$. При появлении пускового сигнала, разрешающего работу МП, код команды с нулевым адресом считывается из ОЗУ в $РК$, перемещаясь при этом через $ШД$, $БРД$ и $Ш$. Этот процесс, занимающий определенный интервал времени, называется «выборкой» команды. Для данного интервала запишем состояние соответствующих регистров: $СК: = 0$; $РАП: = 0$; $РК: = \text{Пр } A, P1$. Запись означает, что регистр $РАП$ приобретает (присваивает) нулевое значение, т. е. указывает, как и $СК$, на адрес начальной команды, а $РК$ присваивает само содержимое команды (код операции).

На следующем интервале времени происходит процесс, называемый «выполнением» команды. Здесь команда дешифруется с помощью $ДШ$, и на основании этого $УУ$ вырабатывает управляющие импульсы, необходимые для исполнения находящейся в $РК$ команды. Процесс «выполнения» характеризуется новым состоянием регистров: $СК: = СК + 1 = 1$; $РАП: = P1$; $A: = P1$. Счетчик команд получает приращение 1 и указывает уже на адрес следующей команды, $РАП$ приобретает значение адреса извлечения величины x_1 — регистр $P1$, а аккумуля-

тор присваивает содержимое регистра $P1$. Совместно два интервала образуют один машинный цикл «выборка — выполнение», начало которого отмечается импульсом, синхронизированным с работой ГТИ.

В соответствии с приведенными пояснениями реализовать заданную логическую функцию с помощью МП можно на основе алгоритма выполнения программы следующего вида:

первый цикл

1) $СК := 0$; $РАП := 0$; $РК := (ПрА, P1)$;
 2) $СК := (СК) + 1 = 1$; $РАП := P1$; $A := (P1)$;
 выполнено действие — значение x_1 помещено в аккумулятор;

второй цикл

1) $СК := 1$; $РАП := 1$; $РК := (ЛС A и P2)$;
 2) $СК := (СК) + 1 = 2$; $РАП := P2$; $БР1 := (P2)$;
 $БР2 := (A)$; $A := (БР1) \vee (БР2)$;
 выполнено действие $y_1 = x_1 + x_2$;

третий цикл

1) $СК := 2$; $РАП := 2$; $РК := (ЛУ A и P3)$;
 2) $СК := (СК) + 1 = 3$; $РАП := P3$; $БР1 := (P3)$;
 $БР2 := (A)$; $A := (БР1) \wedge (БР2)$;
 выполнено действие $y_2 = y_1 x_3 = (x_1 + x_2) x_3$;

шестой цикл

1) $СК := 5$; $РАП := 5$; $РК := (ЛС A и P2)$;
 2) $СК := (СК) + 1 = 6$; $РАП := P2$; $БР1 := (P2)$;
 $БР2 := (A)$; $A := (БР1) \vee (БР2)$;
 выполнено действие $y_5 = y = y_4 + x_2 = [(x_1 + x_2) x_3 + x_1] x_3 + x_2$;

седьмой цикл

1) $СК := 6$; $РАП := 6$; $РК := (Выв A, УВВ_i)$;
 2) $СК := (СК) + 1 = 7$; $РАП := УВВ_i$; $УВВ_i := (A)$ выполнено действие — результирующее значение логической функции $y = y_5$ выведено во внешнее устройство с адресом $УВВ_i$.

Если на этом программный цикл заканчивается, то заключает работу МП команда останов. Однако рассмотренный алгоритм определил значение функции только для одного набора переменных x_1, x_2, x_3 . Если требуется определить функцию для ряда наборов переменных, который предварительно записан во внешнем ЗУД, то данный алгоритм должен заканчиваться считыванием новых значений x_1, x_2, x_3 из ЗУД в СОЗУ. После этого

программный цикл с тем же алгоритмом работы МП повторяется.

Микропроцессор как комплексный элемент однокристалльного или многокристального исполнения состоит из ряда типовых элементов. Ведущее место в элементном составе МП занимают регистры, выполняющие, как было показано выше, различные функции. В состав АЛУ входит комбинационный сумматор, позволяющий реализовать как арифметические, так и логические операции. Управляющее устройство может выполняться двояко: с хранимой в памяти микропрограммой (с программной логикой) и с жесткой логикой на основе комбинационной схемы. В последнем случае устройство управления может быть построено по структуре ПЛМ (см. рис. 4.30).

Глава пятая

УНИФИЦИРОВАННЫЕ БЛОКИ СИСТЕМ РЕГУЛИРОВАНИЯ

5.1. Регуляторы

Важной функцией современных систем управления АЭП является регулирование его координат, т. е. поддержание с необходимой точностью требуемых значений тока, момента, ускорения, скорости. Данная функция реализуется с помощью большого числа различных элементов, которые могут быть объединены в отдельные укрупненные блоки управления, выполняющие типовые функции. Выделенные блоки представляют собой унифицированные комплексные элементы, поскольку одни и те же блоки могут применяться в различных системах управления.

Электротехническая промышленность выпускает унифицированную блочную систему регуляторов в аналоговом исполнении — УБСР-АИ и в дискретном исполнении — УБСР-ДИ. Элементной базой блоков служат интегральные микросхемы современных серий, например К553, К511, К155 и др. В состав УБСР-АИ входят задающие, регулирующие, согласующие элементы, датчики напряжения, тока, вспомогательные и специальные элементы, например ячейки питания, множително-делительные и др. В составе УБСР-ДИ можно выделить задающие, логические и вычислительные, преобразова-

тельно-согласующие блоки. Они представляют собой технически законченную реализацию различных цифровых узлов и устройств, рассмотренных в гл. 4.

функционально-технической единицей в УБСР-АИ и УБСР-ДИ, характеризующейся конструктивной завершенностью, является так называемая ячейка. Она представляет собой печатную плату с микросхемами и выполнена в виде подвижной конструкции с размерами $128 \times 20 - 40 \times 164$ мм. Ячейка может выполнять функцию регулятора, датчика электрических величин, согласующего устройства, логического или вычислительного узла и т. п. Ячейки устанавливаются с помощью пазов в общем каркасе, называемом кассетой.

Заполненная ячейками кассета образует следующий уровень функционально-конструктивной интеграции, называемый блоком. Внутри блока ячейки соединяются между собой посредством проводов и разъемов через имеющуюся в блоке объединяющую печатную плату.

Последняя ступень функционально-конструктивной интеграции элементов в системах управления электроприводов — это шкаф управления (закрытая конструкция) или стойка управления (открытая конструкция), которые объединяют ряд блоков, электрически соединяемых между собой внешними проводами — соединителями с разъемами.

Чем больше ячеек и блоков входит в систему управления, тем больше требуется внешних соединений и разъемов, что является недостатком такой системы управления. Поэтому современная тенденция построения блоков заключается в увеличении интеграции функций в рамках одного блока, т. е. в построении комплексных блоков, объединяющих на одной общей плате серии регуляторов, задающих и согласующих элементов.

В данной главе из множества унифицированных устройств управления выделим регуляторы, задающие и согласующие элементы, составляющие функциональную основу системы управления (см. рис. 1.1).

Регулятор выполняет преобразование управляющего сигнала, соответствующее математическим операциям, требуемым по условиям работы системы регулирования. К типовым требуемым операциям относятся следующие преобразования сигнала: пропорциональное, пропорционально-интегральное, пропорционально-дифференциально-интегральное и т. п.

Основу аналогового регулятора составляет операционный усилитель — усилитель постоянного тока с высоким коэффициентом усиления в разомкнутом состоянии. Наибольшее применение находят операционные усилители интегрального исполнения с корпусом круглой и прямоугольной формы (рис. 5.1). Операционный усилитель представляет собой многокаскадную структуру, в которой можно выделить входной дифференциальный усилитель $ДУ$ с инверсным и прямым входами, усилитель напряжения $УН$, реализующий высокий коэффициент усиления, и усилитель мощности $УМ$, обеспечивающий необходимую нагрузочную способность операционного усилителя (рис. 5.2). Однокристальное малогабаритное исполнение операционного усилителя обуславливает высокую стабильность параметров, что позволяет получить высокий коэффициент усиления на постоянном токе. Выделенные из схемы точки $K1, K2, K3$ предназначены для подключения внешних корректирующих цепей, снижающих коэффициент усиления на высоких частотах и по-

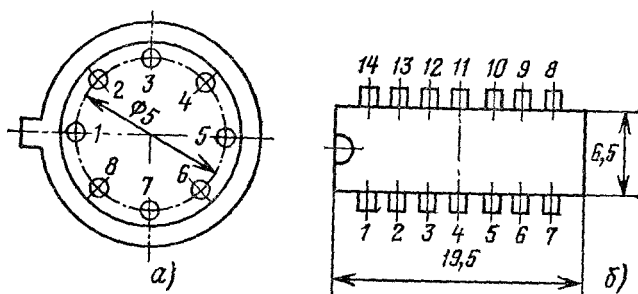


Рис. 5.1. Исполнение корпусов операционных усилителей типов К140УД6—К140УД8 (а) и К533УД1, К533УД2 (б)

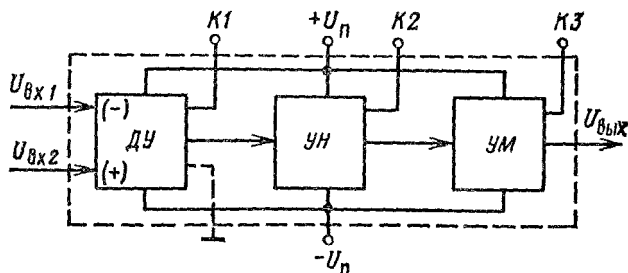


Рис. 5.2. Функциональная схема интегрального операционного усилителя

вышающих устойчивость работы усилителя с обратными связями. Без корректирующих цепей при достаточно больших частотах, когда накопившееся отставание по фазе составит 180° , знак обратной связи изменяется и при большом коэффициенте усиления операционный усилитель самовозбуждается и входит в режим автоколебаний. Интегральные операционные усилители характеризуются следующими показателями:

дифференциальным коэффициентом усиления в разомкнутом состоянии $k_{y0} = 10^3 \div 10^5$;
 напряжением питания $U_{\text{п}} = \pm 15 \text{ В}$ ($\pm 12,6 \text{ В}$; $\pm 6,3 \text{ В}$);
 сопротивлением нагрузки $R_{\text{н}} \geq 2 \div 5 \text{ кОм}$;
 входным сопротивлением $R_{\text{вх0}} > 1 \text{ кОм}$;
 выходным сопротивлением $R_{\text{вых}} \approx 0,2 \div 1 \text{ кОм}$;
 полосой пропускания $f \approx 1 \text{ МГц}$.

Дифференциальный каскад операционного усилителя имеет два входа управления: прямой с потенциалом $U_{\text{у,п}}$ и инверсный с потенциалом $U_{\text{у,и}}$ (рис. 5.3, а). Выходное напряжение усилителя определяется произведением коэффициента усиления на разность потенциалов входов усилителя, т. е.

$$U_{\text{вых}} = k_{y0} (U_{\text{у,п}} - U_{\text{у,и}}) = k_{y0} U_{\text{у}}. \quad (5.1)$$

Относительно входных напряжений $U_{\text{вх,п}}$ и $U_{\text{вх,и}}$ выходное напряжение определится разностью

$$U_{\text{вых}} = k_{\text{у,п}} U_{\text{вх,п}} - k_{\text{у,и}} U_{\text{вх,и}}, \quad (5.2)$$

где коэффициенты усиления по прямому $k_{\text{у,п}}$ и инверсному $k_{\text{у,и}}$ входам зависят от схемы включения операционного усилителя.

Пусть $U_{\text{вх,и}} = 0$, тогда операционный усилитель включен по схеме прямого усиления с отрицательной связью (рис. 5.3, б). В этой схеме $U_{\text{у,п}} = U_{\text{вх,п}} \frac{n}{R_3 + R_4}$, и согласно (5.1)

$$U_{\text{вых}} = k_{y0} \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} U_{\text{вх,п}} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{\text{вых}} \right).$$

Откуда

$$U = \frac{k_{y0}}{1 - k_{y0} \frac{R_1}{R_1 + R_2}} \frac{R_4}{R_3 + R_4} U \quad (5.3)$$

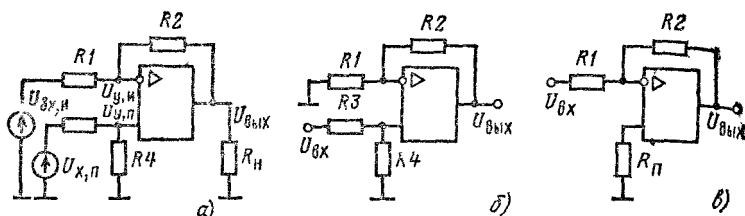


Рис. 5.3. Схемы включения операционного усилителя:

а — общая; б — по прямому входу; в — по инверсному входу

и с учетом факта, что $k_{y0} \gg 1$,

$$k_{y,n} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} \approx \frac{R_1 + R_2}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4}. \quad (5.4)$$

При $R_2 = R_3 = 0$, $k_{y,n} = 1$ и $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх},n} = U_{y,n}$, т. е. усилитель работает в режиме эмиттерного повторителя, имеющего высокое входное и низкое выходное сопротивление.

Пусть $U_{\text{вх},n} = 0$, тогда операционный усилитель включен по схеме инверсного усиления с отрицательной связью (рис. 5.3, в). Для данной схемы $R_{\text{п}} = R_3 R_4 / (R_3 + R_4)$, $U_{y,n} = 0$ и справедлива система уравнений

$$\begin{aligned} U_{\text{вх}} - U_0 &= I_{\text{вх}} R_1; \\ U_0 - U_{\text{вых}} &= I_{o,c} R_2; \\ I_{\text{вх}} - I_{o,c} &= U_0 / R_{\text{вх}0}; \\ U_0 &= U_{\text{вых}} / k_{y0}. \end{aligned}$$

Разрешая систему уравнений относительно входного и выходного напряжений, получаем выражение для коэффициента усиления по инверсному входу операционного усилителя с отрицательной обратной связью

$$k = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = - \frac{R_2}{R_1} \frac{k_{y0}}{k_{y0} + 1 + (R_2/R_1) + (R_2/R_{\text{вх}0})} \quad (5.5)$$

Так как $k_{y0} \gg 1$, то

$$k_{y,n} \approx -R_2/R_1. \quad (5.6)$$

Для построения различных регуляторов используется обычно схема включения операционного усилителя с инверсным входом. Необходимые передаточные функции регуляторов могут быть получены за счет комплексных

активно-емкостных сопротивлений в цепи обратной связи $Z_{o,c}$ и во входных цепях ($Z_{вх1}$, $Z_{вх2}$) (рис. 5.4). В соответствии со схемой рис. 5.4 и с учетом допущения $U_0/R_{вх0}=0$ справедливо равенство

$$\sum_{i=1}^n I_{вхi} + I_{o,c} = 0. \quad (5.7)$$

Откуда

$$U_{вых} = -Z_{o,c} \sum_{i=1}^n \frac{U_{вхi}}{Z_{вхi}}. \quad (5.8)$$

Следовательно, передаточная функция усилителя относительно одного входа получит вид*

$$W(p) = \frac{U_{вых}(p)}{U_{вх}(p)} = -\frac{Z_{o,c}(p)}{Z_{вх}(p)}. \quad (5.9)$$

В зависимости от вида передаточной функции операционный усилитель рассматривается как тот или иной функциональный регулятор.

Рассмотрим передаточные функции, схемы включения и логарифмические частотные характеристики (ЛЧХ) типовых регуляторов.

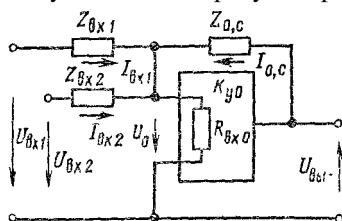
1. Пропорциональный регулятор (П-регулятор) представляет собой усилитель с жесткой обратной связью (рис. 5.5, а). Его передаточная функция

$$W_{\Pi}(p) = k_{\Pi}, \quad (5.10)$$

где $k_{\Pi} = R_{o,c}/R_{вх}$ — коэффициент усиления П-регулятора.

Согласно (5.10) в пределах полосы пропускания ЛАЧХ параллельна оси угловых частот со, а фаза равна нулю (рис. 5.5, б).

Рис. 5.4. Общая схема включения регулятора



* Здесь и далее передаточная функция операционного усилителя записывается без учета инверсии выходного напряжения.

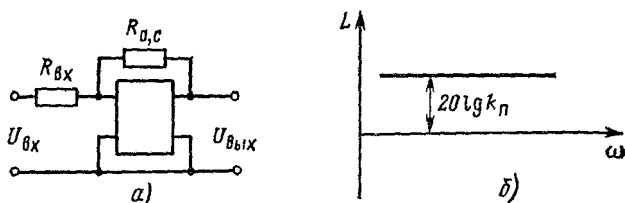


Рис. 5.5. Схема (а) и ЛАЧХ П-регулятора (б)

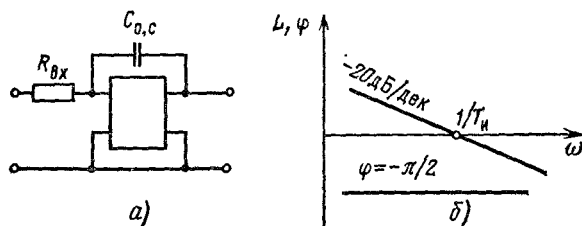


Рис. 5.6. Схема (а), ЛАЧХ и ЛФЧХ И-регулятора (б)

2. Интегральный регулятор (И-регулятор) получается включением конденсатора в обратную связь (рис. 5.6, а), при этом выполняется функция интегрирования

$$W_{\text{И}}(p) = \frac{1}{T_{\text{И}} p}, \quad (5.11)$$

где $T_{\text{И}} = R_{\text{вх}} C_{o,c}$ — постоянная интегрирования, с.

Фазовый сдвиг выходного сигнала равен $-\pi/2$, а ЛАЧХ имеет наклон -20 дБ/дек (рис. 5.6, б).

3. Пропорционально-интегральный регулятор (ПИ-регулятор) представляет собой параллельное соединение П- и И-регуляторов, т. е.

$$W_{\text{ПИ}}(p) = W_{\text{П}}(p) + W_{\text{И}}(p) = k_{\text{П}} + \frac{1}{T_{\text{И}} p} = \frac{T_1 p + 1}{T_{\text{И}} p}. \quad (5.12)$$

Получить данную передаточную функцию можно на одном усилителе включением в его обратную связь активно-емкостного сопротивления $Z_{o,c}(p) = R_{o,c} + 1/(C_{o,c} p)$ (рис. 5.7, а). Тогда согласно (5.9)

$$W(p) = \frac{R_{o,c} + 1/(C_{o,c} p)}{R_{\text{вх}}} = \frac{T_1 p + 1}{T_{\text{И}} p}, \quad (5.13)$$

где $T_1 = R_{o,c} C_{o,c}$; $T_{\text{И}} = R_{\text{вх}} C_{o,c}$; $k_{\text{П}} = R_{o,c}/R_{\text{вх}}$.

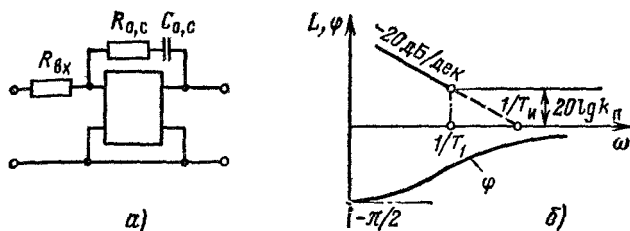


Рис. 5.7. Схема (а), ЛАЧХ и ЛФЧХ ПИ-регулятора (б)

Логарифмические частотные характеристики ПИ-регулятора имеют вид, показанный на рис. 5.7, б.

4. Пропорционально-дифференциальный регулятор (ПД-регулятор) объединяет функции П- и Д-регуляторов, т. е.

$$W_{\text{ПД}}(p) = k_{\text{П}} + T_{\text{Д}} p = k_{\text{П}} (T_1 p + 1). \quad (5.14)$$

Передаточная функция (5.14) может быть получена за счет параллельного подключения конденсатора к входному резистору (рис. 5.8, а), тогда

$$W_{\text{ПД}}(p) = \frac{R_{o,c}}{[R_{\text{вх}}/(C_{\text{вх}} p)]/[R_{\text{вх}} + 1/(C_{\text{вх}} p)]} = k_{\text{П}} (T_1 p + 1), \quad (5.15)$$

где $T_1 = R_{\text{вх}} C_{\text{вх}}$; $k_{\text{П}} = R_{o,c}/R_{\text{вх}}$.

Логарифмические частотные характеристики ПД-регулятора приведены на рис. 5.8, б. Однако работа данной схемы сопровождается значительными высокочастотными помехами, для которых конденсатор $C_{\text{вх}}$ представляет собой сопротивление, близкое к нулю. Для повышения устойчивости работы ПД-регулятора последовательно с конденсатором включается дополнительный резистор с небольшим сопротивлением $\Delta R_{\text{вх}}$, которое ограни-

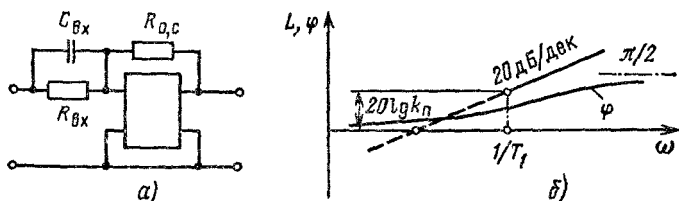


Рис. 5.8. Схема (а), ЛАЧХ и ЛФЧХ ПД-регулятора (б)

чивает токи высокочастотных помех. Передаточная функция регулятора с $\Delta R_{\text{вх}}$ имеет вид

$$W'_{\text{пид}}(p) = k_{\text{п}} \frac{(T_1 + \Delta T)p + 1}{\Delta T p + 1}, \quad (5.16)$$

где $\Delta T = \Delta R_{\text{вх}} C_{\text{вх}}$.

При $\Delta T \ll T_1$ частотные характеристики, соответствующие (5.15) и (5.16), практически не отличаются друг от друга.

5. Пропорционально-интегрально-дифференциальный регулятор (ПИД-регулятор) выполняет одновременно действия трех регуляторов — П-И-Д:

$$W_{\text{пид}}(p) = k_{\text{п}} + \frac{1}{T_{\text{и}} p} + T_{\text{д}} p. \quad (5.17)$$

Если на параметры $k_{\text{п}}$, $T_{\text{и}}$ и $T_{\text{д}}$ наложить ограничение

$$k_{\text{п}}^2 \frac{T_1}{T_{\text{д}}} \geq 4, \quad (5.18)$$

то передаточную функцию (5.17) можно представить в виде

$$W_{\text{пид}}(p) = \frac{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)}{T_0 p}, \quad (5.19)$$

где $k_{\text{п}} = (T_1 + T_2)/T_{\text{и}}$; $T_{\text{д}} = (T_1 T_2)/T_{\text{и}}$.

ПИД-регулятор с передаточной функцией (5.13) представляет собой последовательное включение ПД- и ПИ-регуляторов и может быть выполнен на одном усилителе с

$$Z_{\text{о,с}}(p) = R_{\text{о,с}} + 1/(C_{\text{о,с}} p)$$

и

$$Z_{\text{вх}}(p) = \frac{R_{\text{вх}}/(C_{\text{вх}} p)}{R_{\text{вх}} + 1/(C_{\text{вх}} p)} \quad (\text{рис. 5.9, а}).$$

Тогда

$$W_{\text{пид}}(p) \sim \frac{Z_{\text{о,с}}(p)}{Z_{\text{вх}}(p)} \sim \frac{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)}{T_0(p)}.$$

Где $T_1 = R_{\text{вх}} C_{\text{вх}}$; $T_2 = R_{\text{о,с}} C_{\text{о,с}}$; $T_0 = R_{\text{вх}} C_{\text{о,с}}$.

Логарифмические частотные характеристики регулятора, соответствующие (5.19), приведены на рис. 5.9, б.

Для снижения уровня помех на выходе регулятора и повышения устойчивости его работы последовательно с

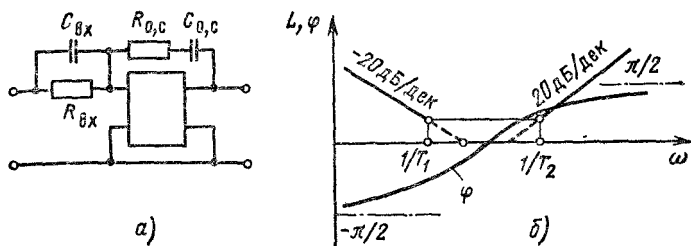


Рис. 5.9. Схема (а), ЛАЧХ и ЛФЧХ ПИД-регулятора (б)

конденсатором C_{BX} может быть включен дополнительный резистор с небольшим сопротивлением, как это было отмечено для ПД-регулятора.

Большими функциональными возможностями по сравнению со схемой рис. 5.4 обладает схема включения регулятора с использованием дополнительного функционального потенциометра $Z_1 Z_2$ (рис. 5.10). Здесь для ослабления влияния помех на входе не используются конденсаторы, а включается только активное сопротивление, т. е. $Z_{BX}(p) = R_{BX}$. Передаточная функция в такой схеме включения имеет вид

$$W(p) = \frac{Z_{O,C}(p)}{R_{BX}} \left(1 + \frac{Z_1(p)}{Z_2(p)} \right). \quad (5.20)$$

Для уменьшения искажений в передаточной функции (5.20) при выборе величин Z_1 , Z_2 , $Z_{O,C}$ необходимо, чтобы в полосе пропускания регулятора выполнялось условие

$$|Z_{O,C}| \gg |Z_1 + Z_2|.$$

Передаточную функцию ПД-регулятора (5.14) можно получить, если принять

$$Z_{O,C}(p) = R_{O,C}; \quad Z_1(p) = R_1; \quad Z_2(p) = 1/(C_2 p).$$

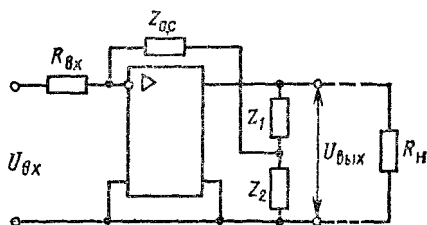


Рис. 5.10. Общая схема включения регулятора с функциональным потенциометром

Тогда согласно (5.20)

$$W_{\text{ПД}}(p) = \frac{R_{0,c}}{R_{\text{ВХ}}} (R_1 C_2 p + 1). \quad (5.21)$$

Для ПИД-регулятора

$$Z_{0,c}(p) = R_{0,c} + 1/(C_{0,c}p); \quad Z_1(p) = R_1; \quad Z_2(p) = 1/(C_2 p).$$

Передаточная функция ПИД-регулятора

$$W_{\text{ПИД}}(p) = \frac{(R_{0,c} C_{0,c} p + 1) (R_1 C_2 p + 1)}{R_{\text{ВХ}} C_{0,c} p}, \quad (5.22)$$

Используя схемы включения операционного усилителя, приведенные на рис. 5.4 и 5.10, можно получить различные необходимые для управления передаточные функции регуляторов. Например, при $Z_{0,c}(p) = \frac{R_{0,c}}{R_{0,c} + 1/(C_{0,c}p)}$ в схеме рис. 5.4 получим передаточную функцию инерционного апериодического звена (ИА-регулятора)

$$W_{\text{ИА}}(p) = \frac{R_{0,c}}{R_{\text{ВХ}}} \frac{1}{R_{0,c} C_{0,c} p + 1}. \quad (5.23)$$

Если в схеме рис. 5.10 принять

$$Z_1(p) = 1/(C_1 p); \quad Z_2(p) = R_2; \quad Z_{0,c}(p) = R_{0,c} + 1/(C_{0,c} p),$$

то получим передаточную функцию (ПИ)²-регулятора

$$W_{(\text{ПИ})^2}(p) = \frac{R_2 C_1 p + 1}{R_2 C_1 p} \frac{R_{0,c} C_{0,c} p + 1}{R_{\text{ВХ}} C_{0,c} p}. \quad (5.24)$$

Рассмотрим пример практической реализации типового регулятора системы управления электропривода из серии УБСР-АИ. На рис. 5.11 приведена принципиальная схема регулятора тока РТ-1АИ, который включается в контур регулирования тока электропривода. Ячейка РТ-1АИ представляет собой набор из пяти операционных усилителей DA1—DA5 (мунa К553УД2), бесконтактных ключей на полевых транзисторах D1 (типа К284КН1Б) и преобразователя высокого уровня сигнала в низкий D2 (К511ПУ1), управляющего ключами D1. Два усилителя DA2 и DA4 могут использоваться дополнительно для различных функций и в схеме на рис. 5.11 не показаны. Основу данного регулятора тока составляет реализованный на усилителе DA3 ПИ-регулятор с передаточной функцией согласно (5.20):

$$W_{\text{DA3}}(p) = \frac{C_{14} R_{35} p + 1}{C_{14} R_{\text{ВХ}} p} \frac{R_{40}}{R'_{40}}.$$

Усилитель $DA1$ является сумматором входных сигналов, три из которых подаются на вход $DA1$ через Т-образные фильтры, образованные резисторами $R2—R4$, $R9—R11$ и конденсаторами $C2—C4$. Применительно к функции регулятора тока на выходе сумматора $DA1$ выделяется сигнал U_y , пропорциональный разности сигналов задания на ток $U_{a,т}$ и отработки этого задания системой регулирования $U_{o,т}$, т. е. $U_y = U_{a,т} - U_{o,т}$. Усилитель $DA1$ снабжен транзисторной схемой регулируемого двухполярного ограничения выходного напряжения, значение которого устанавливается подачей с помощью резисторов $R18$, $R26$ и $R19$, $R25$ соответствующих запирающих напряжений на базы транзисторов $VT1$ и $VT2$.

Диоды $VD1$ и $VD2$ защищают эмиттерно-базовые переходы от обратных напряжений. Так как ПИ-регулятор ($DA3$), имеющий интегральную составляющую в управляющем сигнале, является астатическим регулятором тока, то в установившемся режиме поддержание постоянного значения тока обеспечивается при нулевом значении разностного управляющего сигнала ($U_y = 0$). Следовательно, при $U_y \neq 0$ имеет место процесс изменения регулируемой величины — тока, и ограничение выходного напряжения сумматора означает ограничение производной тока.

Для работы ячейки как регулятора тока выход $U1$ усилителя $DA1$ требуется соединить с одним из входов $A31$, $A32$, $A33$ усилителя $DA3$, тогда напряжение U_3 $DA3$ будет выходным напряжением регулятора. В состав контура регулирования тока может входить внутренний контур напряжения для формирования необходимых характеристик управления ТП. При этом в качестве регулятора напряжения используется усилитель $DA5$, работающий в режиме П-регулятора с ограничением выходного напряжения с помощью стабилитрона $D3$. Передаточный коэффициент $DA5$ настраивается с помощью резистора $R44$.

Для работы регулятора напряжения один из его входов $A51$, $A52$ соединяется с выходом $DA3$, а другой — с цепью обратной связи по напряжению ТП. В усилителях $DA1$ и $DA5$ предусмотрена балансировка нуля с помощью резисторов $R17$, $R21$ и $R46$, $R47$. Конденсаторы $C9$, $C15$, $C17$ улучшают частотные характеристики усилителей. Бесконтактные ключи $D1$ могут в соответствии с технологическим режимом работы электропривода в нужные моменты времени отключать усилители $DA1$, $DA3$, $DA5$, замыкая накоротко вход и выход усилителей.

Каждый из трех ключей $D1$ управляется индивидуально извне через соответствующий канал логического элемента $D2$, при этом логический ноль входного управляющего сигнала замыкает ключ, а логическая единица его размыкает. Цепь из резистора $R51$ и стабилитрона $VD5$ обеспечивает подачу пониженного стабилизирован-

ного напряжения примерно 5 В на управляющие входы *D1*. Ячейка *PT-1AI* отличается универсальностью применения. Наличие пяти усилителей, все входы и выходы которых выведены в отдельности на внешний разъем, позволяет реализовать на основе данной ячейки разнообразные схемы простых и комплексных регуляторов и корректирующих цепей различного назначения.

Технические данные ячейки **PT-1AI**

Напряжение питания, В	±15
Входное и выходное напряжения, В	$0 \div \pm 10$
Сопротивление нагрузки, кОм	2
Входное сопротивление, кОм	10
Регулируемое ограничение выходного напряжения, В	$\pm(1,5-10)$
Уровень пульсации выходного напряжения, мВ	20
Постоянная времени регулятора, мс	2-200
Передаточный коэффициент	0,2-20
Стабильность ограничения, %	2

На основе операционных усилителей могут выполняться не только регуляторы, но и другие функциональные блоки, например задающие устройства, формирующие входной сигнал в системе управления.

Типовым задающим блоком в системах управления электропривода является *интегрозадающее устройство* или *задатчик интенсивности* (ЗИ). Задача ЗИ — сформировать плавное изменение задающего сигнала при переходе от одного уровня к другому, а именно создать линейное нарастание и спадание сигнала с требуемым темпом. На рис. 5.12 представлена структурная схема ЗИ, состоящая из трех операционных усилителей. Первый усилитель *У1*, работающий без обратной связи, но с ограничением по выходному напряжению U_1 , имеет характеристику прямоугольной формы (рис. 5.13, а). Второй операционный усилитель *У2* работает интегратором с постоянным темпом интегрирования

$$U_2 = U_{\text{вых}} = \frac{U_1}{R_{\text{вх}2} C_{0, \text{с}2}} t. \quad (5.25)$$

Темп интегрирования может регулироваться изменением $R_{\text{вх}2}$. Третий усилитель *У3* формирует отрицательное напряжение обратной связи

$$U'_3 = U_{\text{с.с}} = \frac{R_{0, \text{с}3}}{R_{\text{вх}3}} U_{\text{вых}}. \quad (5.26)$$

При подаче на вход задающего напряжения U_3 выходное напряжение линейно возрастает согласно (5.25).

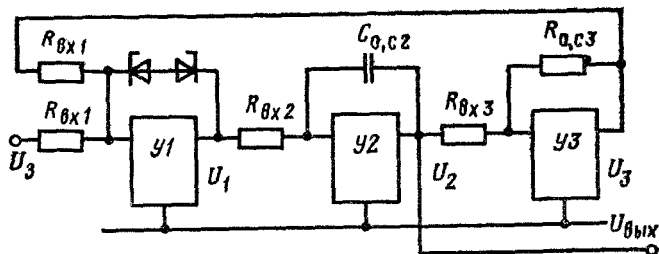


Рис. 5.12. Схема интегрозадающего устройства

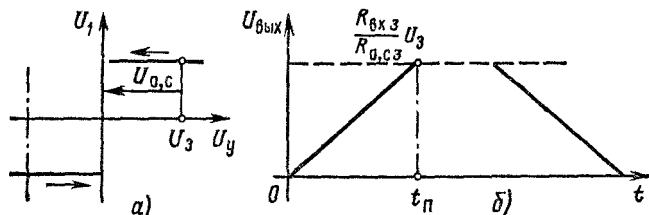


Рис. 5.13. Характеристика входного усилителя (а) и диаграмма изменения выходного напряжения (б) интегрозадающего устройства

В момент времени t_n , когда $U_{0,с} = U_3$, интегрирование прекращается, и выходное напряжение, достигнув значения $U_{вых} = \frac{R_{вх3}}{R_{а,сз}} U_3$, остается далее неизменным. При снятии со входа задающего напряжения ($U_3 = 0$) происходит процесс линейного уменьшения выходного напряжения до нулевого значения (рис. 5.13, б).

Пример практической реализации задатчика интенсивности приведен на рис. 5.14, где изображена принципиальная схема ячейки ЗИ-2АИ из серии УБСР-АИ. Собственно задатчик интенсивности собран на двух усилителях, один из которых ДА1 является сумматором и регулируемым ограничителем выходного напряжения, а другой — ДА2 выполняет функцию интегрирования. В отличие от функциональной схемы ЗИ, построенной на трех операционных усилителях (см. рис. 5.12), в схеме ячейки ЗИ—2АИ используются два операционных усилителя. В таком варианте для реализации отрицательной обратной связи по выходному напряжению усилитель ДА1 включен по неинвертирующей, а ДА2 — по инвертирующей схемам. Согласно (5.4) передаточный коэффициент усилителя ДА1 при подаче входного напряжения, на-

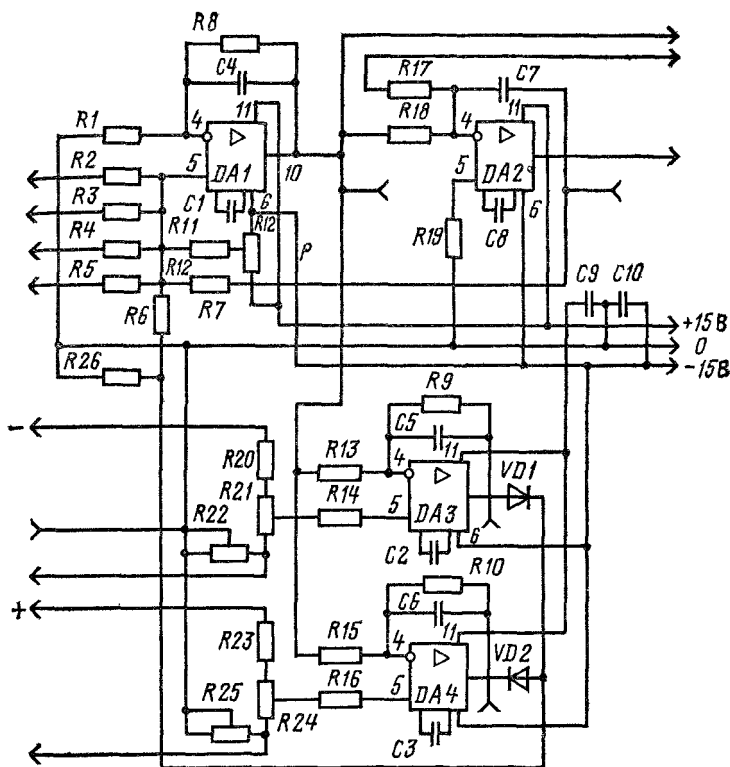


Рис. 5.14. Схема ячейки задатчика интенсивности ЗИ-2АЙ

пример, на резистор R_2 без учета действия C_4 и DA_3 , DA_4 имеет вид

$$b_{DA1} - \frac{U_{\text{ВЫХ}DA1}}{U_{\text{ВХ}DA1}} \approx \frac{R_{26} + R_6}{R_2 + R_{26} + R_6} \frac{R_1 + R_8}{R_1}$$

Передаточная функция усилителя DA_2 согласно (5.9) имеет вид

$$W_{DA3}(p) = \frac{U_{\text{ВЫХ}DA2}(p)}{U_{\text{ВЫХ}DA1}(p)} = \frac{1}{R_{18} C_7 p}.$$

Время интегрирования до установившегося значения $U_{\text{ВЫХ}DA2}$, равного $U_{\text{ВХ}DA1}$, определяется значением $U_{\text{ВЫХ}DA1}$, которое устанавливается схемой ограничения,

собранной на усилителях $DA3$ и $DA4$. На неинвертируемые входы $DA3$ и $DA4$ через резисторы $R21$, $R22$ и $R24$, $R25$ подаются разнополярные напряжения смещения: отрицательное для $DA3$ и положительное для $DA4$. При этом аналогичной полярности выходные напряжения усилителей заперты диодами $VD1$ и $VD2$, пока напряжение усилителя $DA1$ на резисторах $R13$ и $R15$ инвертирующих входов $DA3$ и $DA4$ мало. Когда напряжение $U_{\text{вых } DA1}$ превзойдет значение напряжения смещения, то в зависимости от полярности $U_{\text{вых } DA1}$ выходное напряжение одного из усилителей $DA3$ (при $U_{\text{вых } DA1} < 0$) или $DA4$ (при $U_{\text{вых } DA1} > 0$) изменит полярность и появится на выходе диода $VD1$ или $VD2$, следовательно, и на входе $DA1$. Таким образом, при достижении выходным напряжением $DA1$ заданного уровня ограничения вступает в действие сильная отрицательная обратная связь с отсечкой, создаваемая цепями с $DA3$ и $DA4$. Высокий коэффициент усиления $DA3$ и $DA4$ (порядка 100) позволяет получить сильную отрицательную связь и тем самым высокую стабильность ограничения (примерно 0,5 %). Конденсаторы $C4$, $C5$, $C6$ повышают устойчивость работы схемы ограничения.

Технические данные ячейки ЗИ-2АИ

Напряжение питания, В	± 15
Входное и выходное напряжения, В	$0 \div \pm 10$
Входное сопротивление, кОм	100
Регулируемое ограничение сумматора, В	$\pm (0,05 - 10)$
Статический коэффициент передачи	1
Время отработки входного сигнала, с	0,5—120

Задатчик интенсивности может быть реализован и в дискретной форме, т. е. на цифровой элементной базе. На рис. 5.15 приведена функциональная схема цифрового задатчика интенсивности (ЦЗИ), который представляет собой комплексный блок, состоящий из трех частей — формирователя чисел $\Phi Ч$, управляемого делителя частоты $УДЧ$ и генератора тактовых импульсов $ГТИ$. В состав $\Phi Ч$ входят три цифровые ячейки: компаратор $ЕС$, ячейка управления W_1 и реверсивный счетчик $СТ1$. Примером конструктивного исполнения $\Phi Ч$ на интегральных микросхемах может служить блок формирователя чисел Б122 серии УБСР-ДИ. Управляемый делитель частоты состоит из ячейки управления W_2 и счетчика $СТ2$, работающего на вычитание. В серии УБСР-ДИ

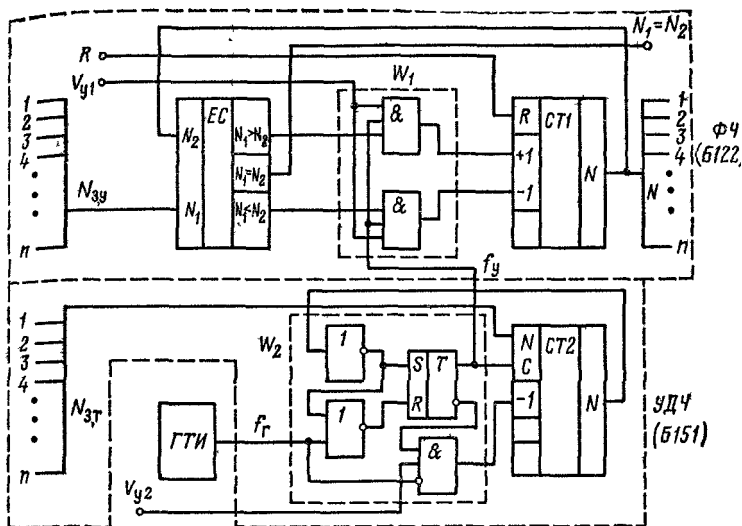


Рис. 5.15. Схема цифрового задатчика интенсивности

УДЧ конструктивно выполнен на интегральных микросхемах в виде блока Б151.

Цифровое задание по уровню $N_{3,y}$ с числом разрядов n преобразуется ФЧ в число N на выходе, линейно изменяющееся от начального значения N_0 до установившегося $N_{3,y}$ в течение времени

$$T = (N_{3,y} - N_0) / f_y. \quad (5.27)$$

где f_y — управляющая частота, поступающая на вход ячейки управления ФЧ, Гц. Темп изменения выходного числа N определяется величиной f_y , которая формируется управляемым делителем частоты УДЧ в зависимости от цифрового задания темпа $N_{3,\Gamma}$:

$$f_y = f_{\Gamma} / N_{3,\Gamma}, \quad (5.28)$$

где f_{Γ} — частота генератора тактовых импульсов, Гц.

На рис. 5.16 приведена диаграмма, иллюстрирующая работу ЦЗИ. Пусть в начальный момент времени t_0 счетчик СТ1 обнулен, т.е. $N_0 = 0$, а на входе формирователя чисел задан числовой уровень $N_{3,y} = N_{3,y1}$. Тогда компаратор дает единичный сигнал на выходе $N_1 > N_2$ («больше»). Этот сигнал подается на верхний элемент

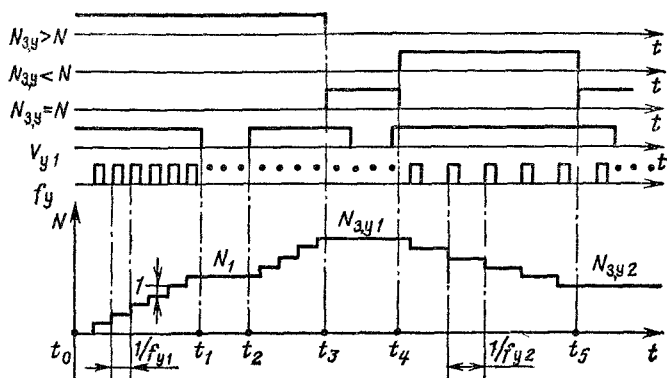


Рис. 5.16. Диаграмма работы цифрового задатчика интенсивности

И ячейки управления W_1 , и при наличии разрешающего сигнала управления $Y_{y1} = 1$ на вход суммирования счетчика $CT1$ (+1) проходят импульсы с частотой $f_y = f_{y1}$ от УДЧ, который задает темп интегрирования, определяемый числом $N_{3,\tau} = N_{3,\tau1}$. Счетчик выполняет суммирование, и на его выходе растет число N . В момент времени t_1 , когда управляющий сигнал $Y_{y1} = 0$, суммирование на некотором уровне $N = N_1$ прекращается и возобновляется в момент t_2 при $Y_{y1} = 1$. При сохранении единичного управляющего сигнала суммирование прекращается при $N = N_{3,y1}$ (момент времени t_3), при этом на среднем выходе компаратора ($N_1 = N_2$) появляется единичный сигнал. Если на входе ФЧ появляется новое задание $N_{3,y} = N_{3,y2} < N_{3,y1}$, то компаратор дает единичный сигнал на выходе $N_1 < N_2$ («меньше») (момент времени t_4). При этом, если $Y_{y1} = 1$, то открывается нижний элемент И ячейки управления W_1 и импульсы УДЧ с частотой f_{y2} , зависящей от $N_{3,\tau} = N_{3,\tau2}$, проходят на вход вычитания $CT1$ (−1). Счетчик выполняет вычитание, и число N на его выходе снижается. При сохранении единичного управляющего сигнала уменьшение N прекращается при $N = N_{3,y2}$ (момент времени t_5).

Темп интегрирования в счетчике устанавливается согласно (5.28) с помощью числового кода $N_{3,\tau}$ на входе УДЧ. Это число записывается в счетчик $CT2$ при его нулевом состоянии, когда сигнал обратной связи через элемент НЕ переводит триггер ячейки управления W_2 в

единичное состояние (рис. 5.15). При этом единичный сигнал с прямого выхода триггера подается на вход S счетчика, давая тем самым разрешение на запись числа $N_{з,т}$. Появившееся на выходе N счетчика $CT2$ записанное число через обратную связь дает сигнал 0 на S -входе и 1 на R -входе триггера при отсутствии импульса f_r генератора тактовых импульсов. Триггер переходит в нулевое состояние и блокирует счетчик $CT2$ от записи входного числа. При наличии разрешающего единичного сигнала управления $Y_{y2}=1$ через элемент И проходит инверсный сигнал \bar{f}_r на вход $\text{—}1$ $CT2$, и счетчик работает в режиме вычитания. После прохождения числа импульсов, равного $N_{з,т}$, счетчик приходит в нулевое состояние. Сигнал обратной связи переводит вновь триггер в единичное состояние, которое разрешает запись числа $N_{з,т}$ в счетчик. На этом заканчивается цикл работы $УДЧ$. Единичный сигнал триггера, продолжающийся в течение одного периода работы $ГТИ$, повторяется через каждые $N_{з,т} \frac{1}{f_p}$ секунд и образует последовательность выходных импульсов $УДЧ$ с частотой f_y . Эти импульсы поступают на вход W_1 $ФЧ$, задавая темп интегрирования счетчику $CT1$.

5.2. Согласующие элементы

Функциональные элементы в составе систем управления — датчики, регуляторы, задающие блоки — могут быть разнородными по типу сигнала, роду тока, по сопротивлениям и мощности и т. п. Поэтому при соединении элементов возникает задача согласования их характеристик. Эту задачу решают согласующие элементы. К данной группе элементов относятся фазовые детекторы, согласующие род тока, цифро-аналоговые и аналого-цифровые преобразователи, согласующие тип сигнала, эмиттерные повторители, согласующие входные и выходные сопротивления, усилители мощности, гальванические разделители и другие элементы. Функцию согласования могут выполнять также элементы, нормально предназначенные для других целей. Например, рассмотренный в § 5.1 операционный усилитель оказывается эмиттерным повторителем относительно неинвертируемого входа при подключении выходного напряжения на инвертируемый вход. Для гальванического разделения может быть

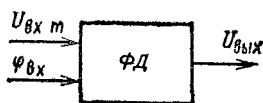


Рис. 5.17. Входные и выходные координаты фазового детектора

использован датчик напряжения. Такие и подобные им элементы оказываются очевидными или известными и не рассматриваются в данном параграфе.

Выделим из группы согласующих элементов для рассмотрения функционально более сложные и вместе с тем типовые элементы — фазовые детекторы, а также цифро-аналоговые и аналого-цифровые преобразователи.

Фазовый детектор (ФД) в научно-технической литературе получил ряд других названий: фазочувствительный усилитель, фазочувствительный выпрямитель, фазовый дискриминатор, демодулятор. В каждом названии делается попытка подчеркнуть основную функцию данного элемента в рассматриваемой схеме. Примем распространенное название — фазовый детектор, вкладывая в него все функции, возлагаемые на данный элемент.

Назначение ФД — преобразование входного напряжения переменного тока $U_{вх}$ в выходное напряжение постоянного тока $U_{вых}$, полярность и амплитуда которого зависят от фазы входного напряжения ср. Таким образом, ФД имеет две входные координаты $U_{вх}$ и φ и одну выходную координату $U_{вых}$ (рис. 5.17). Различают два режима работы ФД: амплитудный режим, когда фаза входного напряжения остается постоянной, принимая одно из двух значений 0 или π , $U_{вх} = \text{var}$ и $U_{вых} = f(U_{вх})$; фазовый режим, когда $U_{вх} = \text{const}$, $\varphi = \text{var}$ и $U_{вых} = f(\varphi)$.

В амплитудном режиме ФД применяется как преобразователь сигнала рассогласования переменного тока в управляющий сигнал в следящих приводах постоянного тока, как преобразователь выходного сигнала тахогенератора переменного тока, как выходной каскад (демодулятор) в усилителях с промежуточным усилением на переменном токе и т. д. В фазовом режиме ФД применяется в системах управления, в которых контролируемой и управляющей величиной является плавно изменяющаяся фаза. В этом режиме ФД получает питание от фазовращательных устройств.

На фазовый детектор, как правило, не возлагается функция усиления напряжения. Поэтому коэффициент усиления ФД близок к единице.

На рис. 5.18 изображена расчетная схема замещения двухполупериодного ФД. Схема соответствует нулевой схеме выпрямления, в которой вентили заменены функциональными ключами $K1$ и $K2$. Сопротивление нагрузки R_H , на котором выделяется выходное напряжение, соединяет средние точки a , 0 ключей и источников ЭДС управления e_y . В каждый контур введено внутреннее сопротивление источника ЭДС управления R_y . Состоянием ключей управляет опорная ЭДС $e_{оп}$ в соответствии с алгоритмом: для $e_{оп} > 0$ $K1$ включен, т. е. $y_{K1} = 1$, а $K2$ отключен, т. е. $y_{K2} = 0$; для $e_{оп} < 0$ $y_{K1} = 0$, а $y_{K2} = 1$. Данный алгоритм может быть представлен формулами

$$\left. \begin{aligned} y_{K1} &= (1 + \operatorname{sign} e_{оп})/2; \\ y_{K2} &= (1 - \operatorname{sign} e_{оп})/2. \end{aligned} \right\}$$

Очевидно, что при замкнутом $K1$ выходная ЭДС $e_{вых}$ между точками a , 0 равна e_y , а при замкнутом $K2$ $e_{вых} = -e_y$, т. е.

$$e_{вых} = e_y y_{K1} - e_y y_{K2}. \quad (5.30)$$

Подстановка (5.29) в (5.30) даст

$$e_{вых} = e_y \operatorname{sign} e_{оп}. \quad (5.31)$$

Соответствующая алгоритмам (5.30) и (5.31) диаграмма изменения выходной ЭДС приведена на рис. 5.19. Если

$$e_{оп} = E_{опm} \sin \omega t \text{ и } e_y = E_{ym} \sin(\omega t - \varphi),$$

то среднее значение выпрямленной выходной ЭДС

$$E_d = - \int_0^{T/2} E_{ym} \sin(\omega t - \varphi) dt = -E_{ym} \cos \varphi.$$

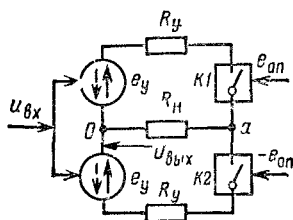


Рис. 5.18. Расчетная схема замещения фазового детектора

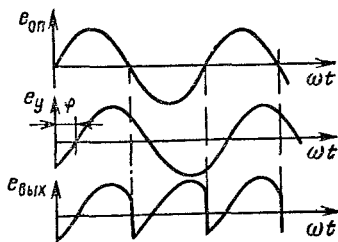


Рис. 5.19. Диаграмма работы фазового детектора

Так как $E_{ym} = k'_n U_{вхm}$, а среднее значение выходного напряжения $U_{вых} = \frac{R_n}{R_y + R_n} E_d$, то

$$U_{вых} = \frac{2}{\pi} k'_n \frac{R_n}{R_y + R_n} U_{вхm} \cos \varphi, \quad (5.32)$$

где k'_n — передаточный коэффициент от входного напряжения к ЭДС контура.

Для $\varphi = \text{const} = 0$ или $\varphi = \text{const} = \pi$ и $U_{вхm} = \text{var}$ имеет место амплитудный режим ФД, для которого характеристика управления прямолинейна:

$$U_{вых} = k_{ФД} U_{вхm}, \quad (5.33)$$

где $k_{ФД} = k'_n \frac{R_n}{R_y + R_n}$ — коэффициент усиления ФД в амплитудном режиме. Для $U_{вхm} = \text{const}$ и $\varphi = \text{var}$ имеет место фазовый режим ФД, для которого

$$U_{вых} = k_{ФД} U_{вхm} \cos \varphi = k_{ФД} U_{вхm} \sin \varphi', \quad (5.34)$$

где $\varphi' = \pi/2 - \varphi$.

При малых φ'

$$U_{вых} \approx k_{ФД} U_{вхm} \varphi' = k'_{ФД} \varphi', \quad (5.35)$$

где $k_{ФД} = k_{ФД} U_{вхm}$ — передаточный коэффициент ФД в фазовом режиме.

Рассмотрим примеры схем ФД. На рис. 5.20 приведена двухполупериодная транзисторная схема [5]. Транзисторы $VT1—VT4$ работают в режиме ключа, т. е. в любой момент времени находятся в одном из двух крайних состояний: в режиме насыщения, когда они полностью открыты, или в режиме отсечки, когда они полностью закрыты. Схему каждого ключа составляют два транзистора типа $p-n-p$ $VT1$, $VT2$ и $VT3$, $VT4$, которые включены встречно-последовательно в противоположные стороны, что обеспечивает их взаимную компенсацию. Это придает двухтранзисторной схеме по сравнению с однотранзисторным вариантом более качественные функции ключа.

Схема ключа использует инверсное включение транзистора, когда коллектор выполняет функцию эмиттера, а эмиттер — коллектора. Такая взаимозаменяемость функций возможна, поскольку в тран-

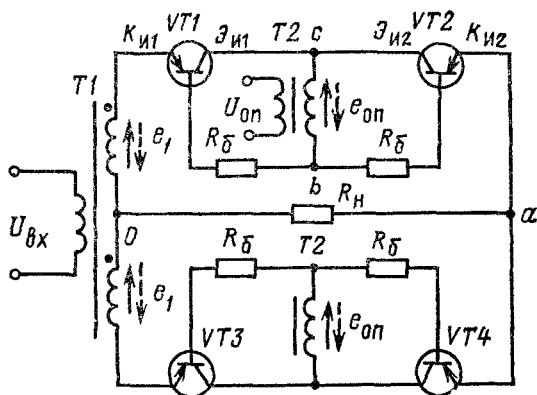


Рис. 5.20. Схема двухполупериодного транзисторного ФД

зисторе нет принципиальных различий между эмиттерным и коллекторным переходами. Однако при конструировании кристалла транзистора, предназначенного для нормального включения, стремятся получить коэффициент передачи тока эмиттера, близким к 1, практически

$$\alpha = \Delta I_K / \Delta I_E \approx I_K / I_E \approx 0,93 \div 0,99, \quad (5.36)$$

где I_K , ΔI_K — ток коллектора и его приращение, мА; I_E , ΔI_E — ток эмиттера и его приращение, мА.

Для выполнения условия (5.36) в эмиттерной области по сравнению с областью базы создается большая концентрация примеси, в результате чего прямой ток эмиттера определяется в основном носителями, инжектируемыми эмиттером в базу. Чтобы инжектируемые носители при перемещении попадали преимущественно в область коллекторного перехода, его площадь в несколько раз больше площади эмиттерного перехода. Эти обстоятельства приводят к снижению коэффициента передачи по току транзистора в инверсном включении [7]:

$$\alpha_{и} = \Delta I_{K,и} / \Delta I_{E,и} \approx I_{K,и} / I_{E,и} \approx 0,6 \div 0,87. \quad (5.37)$$

Хотя по коэффициенту передачи по току нормальное и инверсное включения транзистора отличаются несущественно [см. (5.36) и (5.37)], по коэффициенту усиления относительно тока базы I_B их различие значительно:

$$\rho = \Delta I_K / \Delta I_B = \alpha / (1 - \alpha) \approx 13 \div 100; \quad (5.38)$$

$$\rho_{и} = \Delta I_{K,и} / \Delta I_B = \alpha_{и} / (1 - \alpha_{и}) \approx 1,5 \div 6,7. \quad (5.39)$$

Таким образом, транзистор обладает хотя и несимметричной, но двусторонней проводимостью по цепи эмиттер — коллектор. Применительно к верхнему ключу $VT1$ и $VT2$, находящемуся в проводящем состоянии (минус на базах $VT1$ и $VT2$), при отрицательной полярности напряжения на эмиттере $VT2$ (инверсном коллекторе $k_{и2}$) транзистор $VT2$ находится в инверсном включении, а $VT1$ — в нормальном. Если отрицательная полярность окажется на эмиттере $VT1$ (инверсном коллекторе $fe_{и1}$) > то режимы $VT1$ и $VT2$ поменяются.

Вторичные обмотки трансформатора опорного напряжения $T2$ включены так, что когда верхний ключ ($VT1$ и $VT2$) замкнут, нижний ($VT3$ и $VT4$) разомкнут, и наоборот. Следовательно, схема выполняет двухполупериодное выпрямление. При изменении фазы входного напряжения на 180° изменяется направление тока и полярность напряжения нагрузки. Выходное напряжение ФД $U_{вых}$ — среднее значение напряжения нагрузки — согласно данной схеме определится следующим образом:

$$U_{вых} \approx \frac{1}{\pi} \frac{R_H}{R_H + R_{T1} + 2R_{э-к}} E_{1m} = k_{ФД} U_{вхm}, \quad (5.40)$$

где

$$k_{ФД} = k_n \frac{2}{\pi} \frac{R_H}{R_H + R_{T1} + 2R_{э-к}} \quad (5.41)$$

— коэффициент усиления ФД в амплитудном режиме; $k_n = E_{1m}/U_{вхm}$ — коэффициент трансформации $T1$; $R_{э-к}$ — сопротивление эмиттерно-коллекторного перехода транзистора в режиме насыщения, Ом; R_{T1} — приведенное ко вторичной обмотке активное сопротивление $T1$, Ом.

Высокая степень компенсации остаточных напряжений в схеме двухтранзисторного ключа с инверсным включением обеспечивает линейность характеристики управления ФД в большом диапазоне изменения входного напряжения. Рассматриваемая схема допускает оба режима работы ФД — амплитудный и фазовый. Кроме того, схема обладает свойством обратимости. Если поменять функционально вход и выход, то схема будет работать в режиме модулятора. Подавая на выход ФД плавно изменяющееся напряжение, получаем на первичной обмотке $T1$ напряжение, промодулированное частотой опорного напряжения.

На рис. 5.21 приведена схема интегрального ФД, собранная на трех операционных усилителях $У1$, $У2$, $У3$. Входным и опорным сигналами являются прямоугольные высокочастотные колебания. Собственно ФД реализуется на дифференциальном усилителе $У1$. Опорное напряжение $U_{оп}$ управляет транзисторным ключом VT . Когда $U_{оп} > 0$, транзистор заперт, и на выходе $У1$ напряжение не инверси-

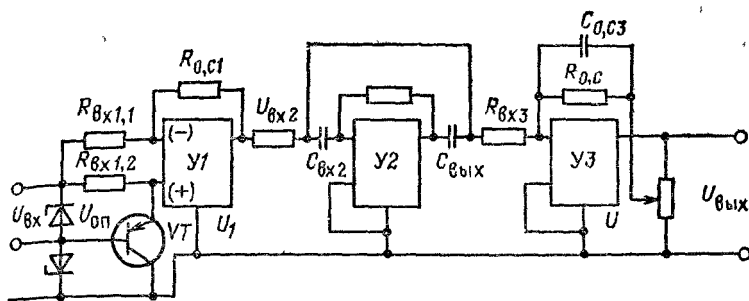


Рис. 5.21. Схема интегрального фазового детектора

руется, т. е. $U_1 = kU_{вх}$. Когда $U_{оп} < 0$, VT открыт, неинверсный вход блокирован, и выходное напряжение U_1 инверсируется, т. е. $U_1 = -kU_{вх}$. Так как при $\varphi = 0$ в первом полупериоде $U_{вх} > 0$, а во втором $U_{вх} < 0$, то на выходе Y1 имеет место выпрямление и U_1 на всех полупериодах положительно. При противофазных колебаниях $U_{вх}$ и $U_{оп}$ напряжение $U_1 < 0$ (рис. 5.22). Усилитель Y2 выполняет компенсацию высокочастотных помех, а усилитель Y3 устанавливает требуемый коэффициент усиления ФД и дополнительно фильтрует высокочастотные помехи.

Рассмотрим *цифро-аналоговый преобразователь* (ЦАП), согласующий цифровую часть системы управления с аналоговой. Входная координата ЦАП — двоичное многоразрядное число $A_n = a_{n-1} \dots a_1 a_0$, а выходная координата — напряжение $U_{вых}$, формируемое на основе опорного напряжения $U_{оп}$ (рис. 5.23).

Схемы ЦАП строятся на основе резисторной матрицы, с помощью которой происходит суммирование токов или

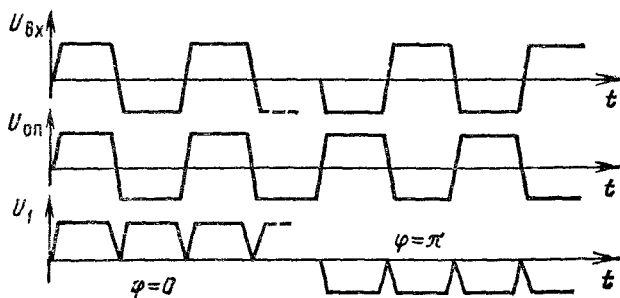


Рис. 5.22. Диаграмма работы интегрального ФД фазового детектора

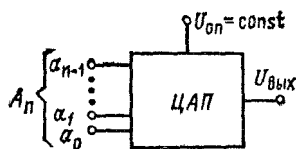


Рис 5.23. Основные координаты ЦАП

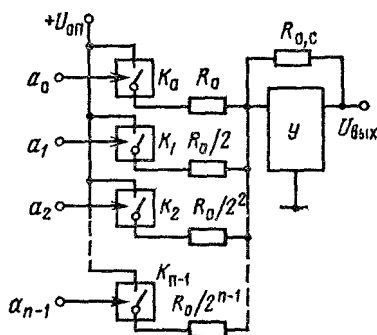


Рис. 5.24. Схема нереверсивного ЦАП

напряжений так, что выходное напряжение пропорционально входному числу. В составе ЦАП можно выделить три основные части: резисторная матрица, электронные ключи, управляемые входным числом, и суммирующий усилитель, формирующий выходное напряжение. На рис. 5.24 приведена простая схема нереверсивного ЦАП. Каждому разряду входного двоичного числа A_n соответствует сопротивление

$$R_i = R_0/2^i, \quad (5.42)$$

где R_0 — сопротивление младшего разряда, Ом.

Резистор R_i подключается к источнику питания с опорным напряжением $U_{оп}$ через электронный ключ K_i , который замкнут при $a_i = 1$ и разомкнут при $a_i = 0$. Очевидно, что в зависимости от значения a_i сопротивление входной цепи для i -го разряда определится выражением

$$R_i = R_0/(2^i a_i). \quad (5.43)$$

Тогда для $a_i = 0$ $R_i = \infty$, т. е. цепь разорвана, а для $a_i = 1$ цепь включена и имеет сопротивление $R_0/2^i$. Выходное напряжение операционного усилителя $У$, суммирующего входные токи, в соответствии с (5.8) и с учетом (5.43) находится с помощью выражения

$$U_{\text{вых}} = \sum_{i=0}^{n-1} \frac{R_{0,c}}{K_i} I_{оп} = -\frac{R_{0,c}}{R_0} U_{оп} (a_{n-1} 2^{n-1} + \dots + a_0). \quad (5.44)$$

Таким образом, характеристика управления ЦАП $U_{\text{вых}} = \Phi(A_n)$ имеет ступенчатую форму с дискретностью по напряжению, соответствующей младшему разряду,

$$\Delta U_0 = \frac{U_{0, \text{с}}}{R_0} U_{\text{оп}} = k_{\text{ЦАП}}. \quad (5.45)$$

Величина ΔU_0 является одновременно и усредненным передаточным коэффициентом ЦАП $k_{\text{ЦАП}}$.

Рассмотренная схема ЦАП предусматривает разные номиналы входных разрядных сопротивлений. Чем старше разряд, тем меньше сопротивление и больше ток, тем выше требования к классу точности изготовления резистора по значению сопротивления. Разброс тока для i -го разряда должен быть меньше значения тока самого младшего разряда, т. е.

$$\Delta I = \frac{U_{\text{оп}}}{R_{i \text{ср}} - \Delta R} - \frac{U_{\text{оп}}}{R_{i \text{ср}} + \Delta R} < \frac{U_{\text{оп}}}{R_0}, \quad (5.46)$$

откуда требуемая относительная точность составит

$$\Delta R/R_{i \text{ср}} = 1/2^{i+1}. \quad (5.47)$$

Так, согласно (5.47) при числе разрядов $n = 10$ требуемая точность изготовления резистора старшего разряда составит около 0,1 %, что намного превышает практически реализуемую точность в стандартных элементах. При большом числе разрядов требуется большое разнообразие в резисторах как по значениям сопротивлений, так и по классу точности. Эти недостатки ограничивают применение данной схемы преобразователями с небольшой разрядностью. Другим недостатком схемы является факт подачи на ключи полного напряжения $U_{\text{оп}}$, что усложняет схемы электронных ключей и снижает частоту их переключения из-за паразитных емкостей. Отмеченные недостатки в значительной мере устраняются в схеме, в которой используются однотипные резисторы и электронные ключи, постоянно обтекаемые токами.

На рис. 5.25 изображена схема с резисторной матрицей с двумя номиналами сопротивлений R и $2R$ для любого числа разрядов. Все резисторы обтекаются неизменными токами независимо от положения электронных ключей $K_0 \dots K_3$. Управляемые входным числом $A_4 = a_3 a_2 a_1 a_0$ ключи имеют два положения: замкнуты на шину Ш_1 , если соответствующие $a_i = 0$, и замкнуты на шину Ш_2 , если $a_i = 1$. На резисторах R и $2R$ в точках 3, 2, 1, 0 происходит последовательно деление пополам тока и напряжения, при этом ток i -го разряда, протекающий в шину Ш_1 , определяется формулой

$$I_i = \frac{U_{\text{оп}}}{2^{(n-1)-i}} \frac{a_i}{2R}. \quad (5.48)$$

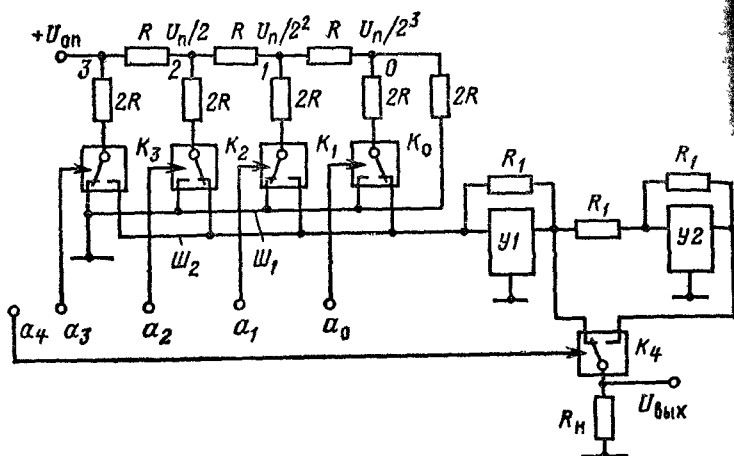


Рис. 5.25. Схема реверсивного ЦАП с резисторной матрицей постоянного сопротивления

Выходное напряжение на выходе первого усилителя $Y1$ выражается через суммарный входной ток следующим образом:

$$U_{\text{вых}} = -R_1 \sum_{i=0}^{n-1} I_i = -\frac{R_1}{2R} U_{\text{оп}} \sum_{i=0}^{n-1} \frac{a_i}{2^{(n-1)-i}} =$$

$$= \frac{R_1}{2R} \frac{U_{\text{оп}}}{2^{n-1}} (a_{n-1} 2^{n-1} + \dots + a_1 2^1 + a_0). \quad (5.49)$$

Дискретность и усредненный передаточный коэффициент ЦАП в данной схеме составляют:

$$\Delta U_0 = k_{\text{ЦАП}} = \frac{R_1}{R} \frac{U_{\text{оп}}}{2^n}. \quad (5.50)$$

Очевидно, что напряжение на выходе второго усилителя будет отличаться от (5.49) только знаком. Полярность выходного напряжения ЦАП, выделяющегося на сопротивлении нагрузки R_n , определяется положением электронного ключа K_4 , который управляется самым старшим, знаковым разрядом входного числа (рис. 5.25). При $a_4=0$ ключ замкнут на выход $Y2$ и $U_{\text{вых}} > 0$, при $a_4=1$ ключ перекинут на $Y1$ и $U_{\text{вых}} < 0$.

Аналого-цифровой преобразователь (АЦП) решает обратную задачу — преобразует входное непрерывное по

форме напряжение в пропорциональное ему число. Каждому выходному числу A_i , соответствует диапазон изменения входного напряжения:

$$U_{эi} - \frac{\Delta U_0}{2} < U_{вxi} < U_{эi} + \frac{\Delta U_0}{2}, \quad (5.51)$$

где

$$U_{эi} = \Delta U_0 i \quad (5.52)$$

— эталонное значение входного напряжения, соответствующее выходному числу A_i ; ΔU_0 — дискретность по напряжению, соответствующая единице младшего разряда выходного числа, В.

При n -разрядном АЦП общее число отличных от нуля эталонных уровней входного напряжения, отличающихся друг от друга на ΔU_0 , равно максимальному выходному числу $N = 2^n - 1$. Так как каждый уровень $U_{эi}$ согласно (5.51) несет в себе информацию о числе, то в работе АЦП можно выделить основные операции: сравнение входного и эталонного напряжений, определение номера уровня, формирование выходного числа в заданном коде. Усредненный передаточный коэффициент АЦП определяется как обратная величина соответствующего коэффициента ЦАП:

$$k_{\text{АЦП}} = 1/\Delta U_0. \quad (5.53)$$

Схемы реализации АЦП можно разделить на два основных типа: параллельного действия и последовательного действия. На рис. 5.26 представлена схема АЦП параллельного действия. С помощью резисторного делителя выделяются уровни эталонного напряжения в точках 1, 2, ..., N . Сравнение $U_{вxi}$ и $U_{эi}$ выполняется на компараторах $K_1 - K_N$, в качестве которых используются операционные усилители с однополярным выходом. При $U_{вxi} - U_{эi} < \Delta U_0/2$ на выходах компараторов имеет место нулевой сигнал, а при $U_{вxi} - U_{эi} \geq \Delta U_0/2$ компараторы дают единичный сигнал на своих выходах, который запоминается D -триггерами. Число единиц на выходах триггеров преобразуется с помощью шифратора CD в код n -разрядного двоичного числа A_n , равного i . Достоинство данной схемы АЦП — высокое быстродействие (два такта), недостаток — большое число компараторов и триггеров ($2^n - 1$). Так, для восьмиразрядного АЦП потребовалось бы 255 компараторов и 255 триггеров.

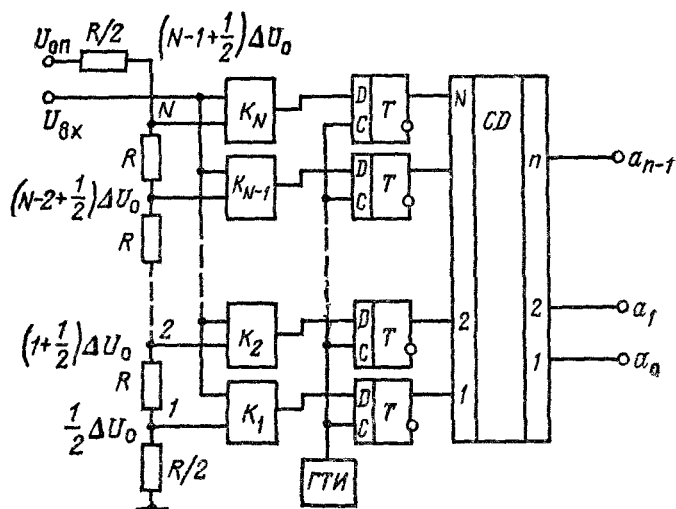


Рис. 5.26. Схема АЦП параллельного действия

Существенно меньшие аппаратные затраты требуются в АЦП последовательного действия. На рис. 5.27 приведена схема следающего АЦП, относящаяся к группе схем последовательного действия. Сравнение $U_{вх}$ и $U_{э}$ выполняется на комбинированном аналоговом компараторе K с двумя выходами: «больше» ($>$) и «меньше» ($<$). Если $U_{вх} - U_{э} > \Delta U_0/2$, то единичный сигнал оказывается на выходе $>$, при этом элемент $И_1$ проводит тактовые им-

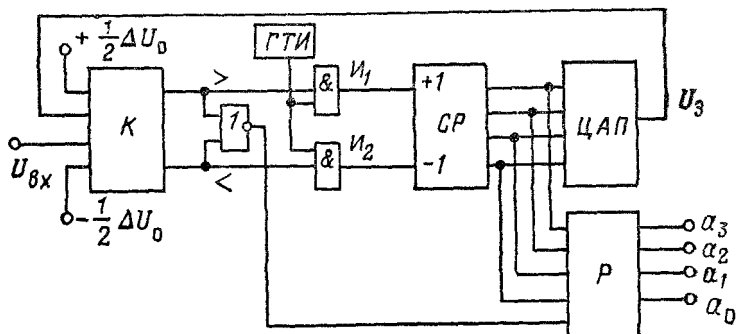


Рис. 5.27. Схема следающего АЦП

пульсы на суммирующий вход (+1) реверсивного счетчика CP . Растет выходное число CP , и соответственно увеличивается U_{Σ} , формируемое ЦАП. Если $U_{\text{вх}} - U_{\Sigma} < \Delta U_0/2$, то единичный сигнал появляется на выходе \leq , при этом импульсы от генератора тактовых импульсов проходят на вход вычитания (-1) CP и U_{Σ} уменьшается. При выполнении условия $|U_{\text{вх}} - U_{\Sigma}| = \Delta U_0/2$ на обоих выходах K выделяются нулевые сигналы и элементы I_1 и I_2 оказываются запертыми для тактовых импульсов. Счетчик прекращает считать, и остающееся на его выходе неизменным число появляется на выходе регистра P . Разрешение на запись числа в регистр дает единичный сигнал элемента ИЛИ—НЕ, включенного на два выхода K . Рассматривая данную схему относительно $U_{\text{вх}}$ и U_{Σ} , можно установить, что АЦП представляет собой замкнутую по выходной координате систему регулирования с регулятором K релейного действия. Система отслеживает эталонным напряжением на выходе ЦАП изменение входного напряжения с установившейся точностью $\pm \Delta U_0/2$ и выдает на цифровом выходе число, соответствующее $U_{\text{вх}}$. Следящий АЦП позволяет быстро преобразовать достаточно медленное изменение входного напряжения. В самом неблагоприятном случае, когда скачком задано максимальное напряжение, для выдачи соответствующей выходной величины в цифровом коде потребуется $2^n - 1$ тактов.

Глава шестая

ДАТЧИКИ

6.1. Датчики угла и рассогласования

Под термином «датчики угла» понимаются устройства, преобразующие угловую координату в электрическое напряжение. Это напряжение используется в системах АЭП как сигнал обратной связи по углу или как управляющий сигнал в задающих устройствах. Датчики угла находят применение в следящих системах для измерения угла поворота исполнительного вала. Задание на движение системы может выполняться также с помощью датчика угла, угловой координатой которого является угол поворота командной (задающей) оси. Разность сигнала

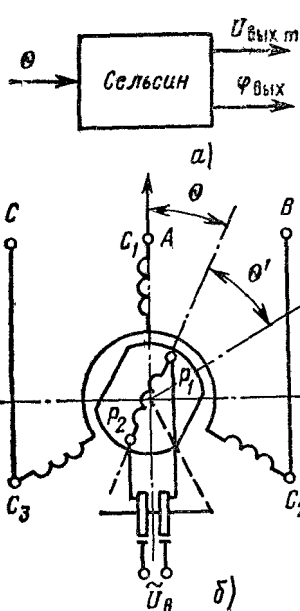


Рис. 6.1. Координаты (а) и электрическая схема сельвина (б)

лов этих двух датчиков, так называемое «рассогласование», подается как управляющий сигнал на вход системы. В этом случае оба датчика могут рассматриваться объединенно как «датчик рассогласования». Задание на угловое перемещение может формироваться и без датчика угла с командной осью. Тогда используется эквивалент командной оси, т. е. заданная угловая координата выступает в закодированном виде, например в форме цифровой программы. В таких системах с про-

граммным управлением выходной сигнал датчика угла исполнительного вала вводится в программное устройство, вырабатывающее задание на движение. В простейших случаях датчик угла используется как бесконтактный потенциометр, командоаппарат, фазовращатель.

Для датчиков угла и рассогласования широкое применение нашли сельсины и вращающиеся трансформаторы.

Сельсин — небольшая электрическая машина переменного тока, имеющая две обмотки: однофазную (обмотку возбуждения) и трехфазную (обмотку синхронизации). По конструктивному признаку сельсины разделяются на два основных типа: контактные сельсины и бесконтактные сельсины. Основное исполнение первого типа — обмотка возбуждения расположена на роторе, обмотка синхронизации — на статоре. Этим уменьшается до двух число контактных колец и исключаются контакты на синхронизирующей связи. Идея бесконтактного сельсина реализуется двумя способами. При первом способе благодаря специальной конструкции магнитопровода ротора неподвижная кольцевая обмотка возбуждения создает в роторе поток, поворачивающийся вместе с рото-

ром. При втором способе обмотка ротора **получает** питание от **вращающейся** совместно с ротором вторичной обмотки кольцевого трансформатора возбуждения с неподвижной первичной обмоткой.

В схемах датчиков угла входная координата сельсина — угол поворота его ротора θ , а выходные координаты — амплитуда $U_{\text{выхт}}$ или фаза φ выходного напряжения по отношению к переменному опорному напряжению (рис. 6.1, а). В зависимости от использования той **или** другой выходной координаты различают амплитудный режим, когда $\varphi = \text{const}$ (0 или л), а $U_{\text{выхт}} = f(\theta)$ и режим фазовращателя, когда $U_{\text{выхт}} = \text{const}$, а $\varphi = f(\theta)$.

В амплитудном режиме обмотка возбуждения получает питание от сети переменного тока (рис. 6.1, б):

$$U_{\text{в}} = U_{\text{вм}} \sin \omega t, \quad (6.1)$$

Магнитный поток, действующий по осевой линии обмотки возбуждения, наводит соответствующие ЭДС в фазах обмотки статора. Пренебрегая потоком рассеяния и активным сопротивлением обмотки возбуждения, имеем для фазных ЭДС следующие выражения:

$$\begin{aligned} e_A &= k_{\text{т}} U_{\text{вм}} \cos \theta \sin \omega t; \\ e_B &= k_{\text{т}} U_{\text{вм}} \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \sin \omega t; \\ e_C &= k_{\text{т}} U_{\text{вм}} \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \sin \omega t, \end{aligned} \quad (6.2)$$

где $k_{\text{т}} = E_{\text{м}}/E_{\text{вм}} \approx E_{\text{м}}/U_{\text{вм}}$ — коэффициент трансформации между фазной статорной и роторной обмотками при их соосном положении.

Здесь за начало отсчета угла поворота ротора б принята осевая линия обмотки фазы А статора. Линейная ЭДС определится разностью соответствующих фазных ЭДС:

$$e_{AB} = e_A - e_B = \sqrt{3} k_{\text{т}} U_{\text{вм}} \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta \right) \sin \omega t. \quad (6.3)$$

Если начало отсчета угла переместить на л/3 в направлении к фазе В, то относительно угла $\theta' = \pi/3 - \theta$ а новой системе отсчета

$$e_{AB} = \sqrt{3} k_{\text{т}} U_{\text{вм}} \sin \theta' \sin \omega t. \quad (6.4)$$

Характеристика управления сельсина в амплитудном режиме приобретает синусоидальную закономерность:

$$E_{\text{лм}} = \sqrt{3} k_{\text{т}} U_{\text{вм}} \sin \theta'. \quad (6.5)$$

Положительные значения $E_{\text{лм}}$ соответствуют $\varphi = 0$, а отрицательные $\varphi = \pi$. Для малых θ' , когда $\sin \theta' \approx \theta'$,

$$E_{\text{лм}} \approx k_{\text{с}} \theta', \quad (6.6)$$

где

$$k_{\text{с}} = \sqrt{3} k_{\text{т}} U_{\text{вм}} \quad (6.7)$$

— передаточный коэффициент сельсина в амплитудном режиме.

Полученные выражения для характеристики управления и передаточного коэффициента не учитывают погрешностей, вносимых в передачу сигнала сельсином несинусоидальностью распределения магнитной индукции, асимметрией магнитопровода, неравенством параметров фаз статорной обмотки и т. п. Перечисленные факторы обуславливают статические погрешности, искажающие форму характеристики управления. Эти погрешности в зависимости от класса точности изготовления сельсина характеризуются определенным уровнем (рис. 6.2). Наибольшее влияние они оказывают в области малых углов, где полезный сигнал соизмерим с погрешностями. Кроме статических погрешностей при вращении сельсина, появляется скоростная погрешность из-за возникающей в обмотках ЭДС вращения. Эта погрешность увеличивается с

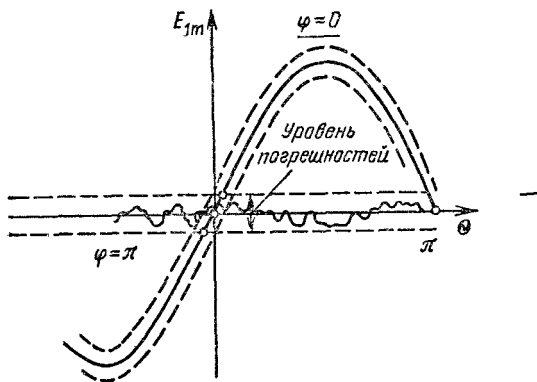


Рис. 6.2. Характеристика управления сельсина

ростом угловой скорости. Поэтому рабочие режимы сельсинов характеризуются ограниченным уровнем скорости по условиям допустимой скоростной погрешности.

В режиме фазовращателя обмотка статора получает питание от источника трехфазного напряжения с неизменной амплитудой. Образующееся круговое вращающееся поле в любой фиксированной точке статора, удаленной от оси отсчета (оси фазы A) на угол φ характеризуется магнитным потоком

$$\Phi = \Phi_m \cos(\omega t - \varphi). \quad (6.8)$$

Следовательно, в обмотке ротора, ось которой сдвинута на угол $\varphi = 9$ относительно начала отсчета, наводится ЭДС

$$e_{\text{вых}} = \frac{3}{z} \frac{E_{1m}}{k_T} \cos(\omega t - \varphi), \quad (6.9)$$

где E_{1m} — амплитуда фазной ЭДС статора, В.

Таким образом, характеристика управления сельсина в режиме фазовращателя определяется равенством

$$\varphi = 0. \quad (6.10)$$

В системах, в которых требуется более точное измерение угловой координаты вместо сельсинов, применяются *синусно-косинусные вращающиеся трансформаторы (СКВТ)*. По своему устройству СКВТ — двухфазная микромашинка переменного тока. Неявнополюсные статор и ротор имеют по две взаимно перпендикулярные обмотки: обмотку возбуждения и квадратурную на статоре, синусную и косинусную обмотки на роторе (рис. 6.3, а).

В амплитудном режиме обмотка возбуждения, расположенная по оси a , получает питание от источника переменного тока:

$$u_B = U_{\text{вм}} \sin \omega t. \quad (6.11)$$

Тогда в разомкнутых роторных обмотках наводятся ЭДС, амплитуды которых оказываются функциями угла поворота ротора:

для косинусной обмотки, расположенной по оси d ,

$$E_{dm} = k_T U_{\text{вм}} \cos \theta = E_m \cos \theta, \quad (6.12)$$

Для синусной обмотки, расположенной по оси q ,

$$E_{qm} = k_T U_{\text{вм}} \sin \theta = E_m \sin \theta, \quad (6.13)$$

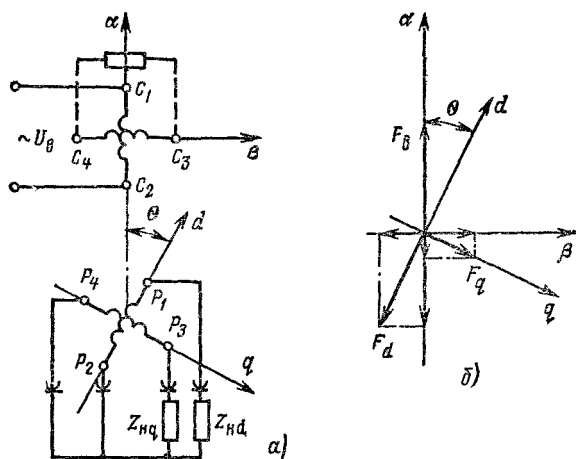


Рис. 6.3. Схема (а) и векторная диаграмма СКВТ (б)

где k_T — коэффициент трансформации между обмоткой возбуждения и каждой роторной обмоткой при их соосном положении.

Характеристики управления, определяемые (6.12) и (6.13), претерпевают определенные искажения в режиме нагрузки СКВТ, когда его роторные обмотки включены на сопротивление Z_{nd} и Z_{nq} (рис. 6.3, а). Возникающие токи в обмотках ротора (I_{dm} и I_{qm}) создают МДС реакции по осям d и q (рис. 6.3, б):

$$\underline{F}_d = \underline{I}_d W_p = \frac{E'_m e^{-j\varphi_d}}{Z_d} W_p \cos \theta; \quad (6.14)$$

$$\underline{F}_q = \underline{I}_q W_p = \frac{E'_m e^{-j\varphi_q}}{Z_q} W_p \sin \theta, \quad (6.15)$$

где φ_d , φ_q — фазы отставания токов I_d и I_q от ЭДС в цепях роторных обмоток; $Z_d = |Z_p + Z_{nd}|$ — модуль суммарного сопротивления цепи косинусной обмотки, Ом; $Z_q = |Z_p + Z_{nq}|$ — то же синусной обмотки, Ом; E_m — амплитуда ЭДС роторной обмотки при соосном положении с обмоткой возбуждения в режиме нагрузки, В; W_p — число витков обмотки ротора.

Результирующие МДС по осям статора:

$$\underline{F} = \underline{F}_B - \left(\frac{E_m e^{-j\varphi_d}}{Z_d} W_p \cos^2 \theta + \frac{E'_m e^{-j\varphi_q}}{Z_q} \sin^2 \theta \right); \quad (6.16)$$

$$\underline{F}_\beta = \underline{F}_K + \left(-\frac{E_m e^{-j\varphi_d}}{Z_d} W_p + \frac{E'_m e^{-j\varphi_q}}{Z_q} W_r \right) \sin \theta \cos \theta, \quad (6.17)$$

где \underline{F}_B , \underline{F}_K — МДС обмотки возбуждения и квадратурной обмотки, А.

Из (6.16) и (6.17) следует, что при несимметричной нагрузке ротора ($Z_d \neq Z_q$) в его обмотках возникают дополнительные ЭДС от потока, создаваемого МДС реакции по оси р. При повороте ротора эти ЭДС изменяются в функции угла и вносят искажения в синусоидальную и косинусоидальную зависимости выходных ЭДС СКВТ. Искажения, вносимые реакцией по оси а, существенно меньше. Хотя МДС данной реакции зависит от угла поворота, однако изменение величины МДС компенсируется соответствующим изменением \underline{F}_B . При достаточно малом сопротивлении обмотки возбуждения

$$E_B \approx U_B = \text{const.}$$

Следовательно, магнитные потоки по осям а и F_α остаются практически неизменными и искажения от реакции по оси а близки к нулю. При выполнении условия $Z_d = Z_q = Z$, которое называется вторичным симметрированием, МДС реакции по оси р обращается в нуль, так как при $Z_d = Z_q$ $\varphi_d = \varphi_q$ и слагаемые в скобках (6.17) равны и противоположны по знаку, при этом МДС реакции по оси а оказывается постоянной величиной, не зависящей от угла поворота ротора:

$$\frac{E'_m W_p}{Z} (\sin^2 \theta + \cos^2 \theta) = \frac{E'_m W_p}{Z} = \text{const.}$$

Таким симметрированием полностью устраняются искажения характеристик управления СКВТ в режиме нагрузки. В тех случаях, когда по условиям применения СКВТ не удастся выполнить вторичное симметрирование, используют так называемое первичное симметрирование, при этом МДС реакции по оси β компенсируются замыканием накоротко квадратурной обмотки и $F_\beta \approx 0$. Полная компенсация данной реакции имеет место при условии равенства сопротивлений контуров обмотки возбуждения и квадратурной обмотки.

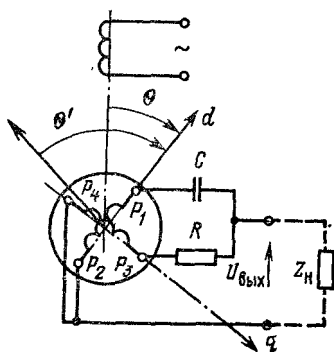


Рис. 6.4. Однофазная схема включения СКВТ для режима фазовращателя

СКВТ превосходят по классам точности сельсины. В пределах от нулевого до третьего классов точности допустимые погрешности СКВТ составляют 4—22'. Наиболее точные малогабаритные СКВТ, например типа ВТМ нулевого класса, имеют погрешность, не превышающую 1,5'.

В режиме фазовращателя обмотки статора получают питание от источника двухфазного напряжения. Образующееся при этом круговое поле наводит ЭДС в обмотке ротора, фаза которой линейно изменяется при повороте ротора. Данный режим можно получить в более простой схеме с использованием источника однофазного напряжения (рис. 6.4). В этой схеме принимаем следующие условия: $x_c = 1/(\omega C) = R$; сопротивление обмотки ротора $Z_p \ll R$; сопротивление нагрузки $Z_n \gg R$. При подключении обмотки возбуждения к напряжению в обмотках ротора наводятся ЭДС

$$e_{pd} = E_m \cos \theta \sin \omega t;$$

$$e_{pq} = E_m \sin \theta \sin \omega t,$$

где $E_m = k_T U_{вм}$.

В соответствии со схемой

$$e_{pd} + e_{pq} = \sqrt{2} E_m \cos \left(\theta - \frac{\pi}{4} \right) \sin \omega t; \quad (6.18)$$

$$\begin{aligned} u &= \frac{\sqrt{2} E_m \cos \left(\theta - \frac{\pi}{4} \right)}{\sqrt{R^2 + x_c^2}} x_c \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{4} \right) = \\ &= E_m \cos \left(\theta - \frac{\pi}{4} \right) \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{4} \right). \end{aligned} \quad (6.19)$$

Так как $u_{вых} = e_{pd} - u_c$, то с учетом (6.18) и (6.19) после простых тригонометрических преобразований получим

$$u_{\text{вых}} = E_m \sin \frac{\pi}{4} \cos \left(\omega t + \theta - \frac{\pi}{4} \right). \quad (6.20)$$

Если ось отсчета угла переместить на $\pi/4$ против часовой стрелки, то относительно углов $\theta' = \theta + \frac{\pi}{4}$ — в новой системе отсчета

$$u_{\text{вых}} = k_t U_{\text{вм}} \sin(\omega t + \theta'). \quad (6.21)$$

Таким образом, при $U_{\text{вм}} = \text{const}$ и вращении ротора амплитуда выходного напряжения $U_{\text{вых}} = k_t U_{\text{вм}} = \text{const}$, а фаза равна углу поворота, при этом характеристика управления СКВТ в данной схеме фазовращателя имеет вид

$$\Phi = \theta'. \quad (6.22)$$

Из двух сельсинов или СКВТ составляется схема датчика рассогласования, используемая для измерения сигнала рассогласования в следящих системах (рис. 6.5). Ротор сельсина-датчика (СД) соединен с командным штурвалом, а ротор сельсина-приемника (СП) — с исполнительным валом системы (рис. 6.5, а). Одна из роторных однофазных обмоток сельсинов получает питание и выполняет функцию обмотки возбуждения, другая является управляющей обмоткой, в которой наводится выходная ЭДС $E_{\text{вых}}$. Соединенные электрически СД и СП работают в амплитудных режимах, имея входной величиной угол поворота СД и выходной напряжение ЭДС СП. Созданные потоком обмотки возбуждения ЭДС в трехфазной стабилизирующей обмотке (6.2) дают соответствующие токи в замкнутой статорной цепи. Фазные ЭДС статора СП определяются как падения напряжения на реактивных сопротивлениях СП. Тогда для идентичных по параметрам СД и СП, пренебрегая ЭДС вращения, током нагрузки выходной обмотки СП, а также индуктивным сопротивлением рассеяния и активным сопротивлением обмотки возбуждения СД, можно определить амплитудные значения фазных ЭДС СП:

$$E_{\text{Am(СП)}} = E_{\text{Am(СД)}} \frac{x_m}{Z} \approx k_t \frac{x_m}{Z} r_{\text{вт}} \cos \theta_{\text{СД}};$$

$$E_{\text{Bm(СП)}} = E_{\text{Bm(СД)}} \frac{x_m}{Z} \approx k_t \frac{x_m}{Z} U_{\text{вм}} \cos \left(\theta_{\text{СД}} - \frac{2\pi}{3} \right),$$

$$E_{Cm(СП)} = E_{Cm(СД)} \frac{x_m}{Z} - b_r \frac{x_m}{Z} U_{em} \cos\left(\rho_{ОД} - \frac{4\pi}{3}\right),$$

где $Z = \sqrt{(2R)^2 + (2x_s + x_m)^2}$ — расчетное кажущееся сопротивление одной фазы стабилизирующей цепи СД и СП, Ом; x_s — фазное индуктивное сопротивление рассеяния стабилизирующей обмотки одного сельсина, Ом; R — фазное активное сопротивление стабилизирующей обмотки сельсина, Ом; x_m — сопротивление взаимной индукции между роторной и статорной обмотками, приведенное к стабилизирующей цепи, Ом; индексом СД отмечены величины, относящиеся к сельсину-датчику, а СП — к сельсину-приемнику.

Эти ЭДС трансформируются в обмотку управления

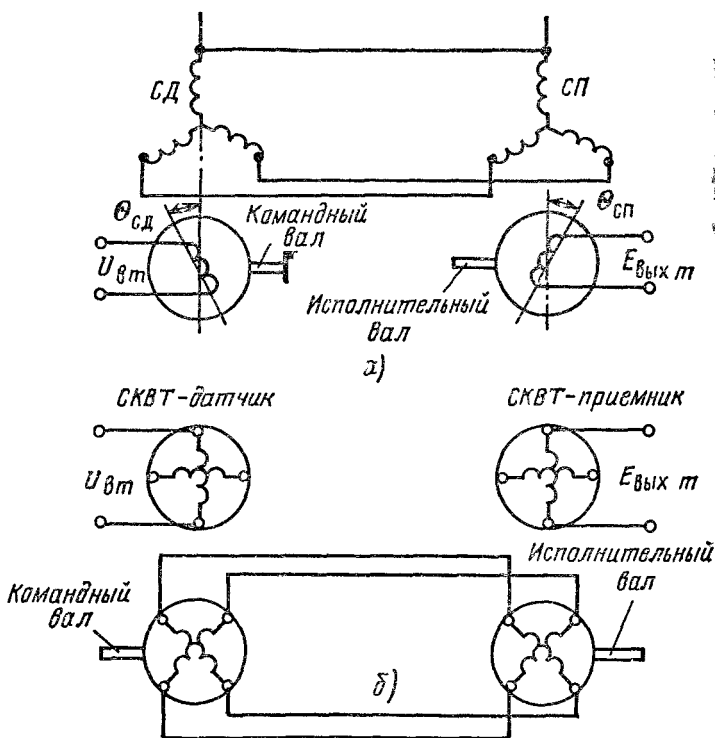


Рис. 6.5. Схемы датчиков рассогласования на сельсинах (а) и СКВТ (б)

СП, давая соответствующие составляющие выходной ЭДС датчика рассогласования:

$$E'_{\text{выхт}} = \frac{E_{Am(\text{СП})}}{k_T} \cos \theta_{\text{СП}} = \frac{x_m}{Z} U_{\text{вт}} \cos \theta_{\text{СД}} \cos \theta_{\text{СП}};$$

$$E''_{\text{выхт}} = -U_{\text{вт}} \cos \left(\theta_{\text{СД}} - \frac{2\pi}{3} \right) \cos \left(\theta_{\text{СП}} - \frac{2\pi}{3} \right);$$

$$E'''_{\text{выхт}} = \frac{x_m}{Z} U_{\text{вт}} \cos \left(\theta_{\text{СД}} - \frac{4\pi}{3} \right) \cos \left(\theta_{\text{СП}} - \frac{4\pi}{3} \right).$$

В сумме три составляющие дадут результирующее амплитудное значение выходной ЭДС датчика рассогласования

$$E_{\text{выхт}} = E'_{\text{выхт}} + E''_{\text{выхт}} + E'''_{\text{выхт}} = \frac{3}{2} \times \\ \times \frac{x_m}{Z} U_{\text{вт}} \cos (\theta_{\text{СД}} - \theta_{\text{СП}}). \quad (6.23)$$

Если за согласованное состояние СД и СП принять взаимно перпендикулярное положение осей роторных обмоток, то рассогласование системы определится величиной $\Delta\theta = \theta_{\text{СД}} - \theta_{\text{СП}} \pm \pi/2$. Тогда относительно А0 характеристика управления датчика рассогласования приобретает синусоидальную закономерность

$$E_{\text{выхт}} = \frac{3}{2} \frac{x_m}{Z} U_{\text{вт}} \sin \Delta\theta. \quad (6.24)$$

Для малых углов рассогласования

$$E_{\text{выхт}} \approx k_{\text{ДР}} \Delta\theta, \quad (6.25)$$

где

$$k_{\text{ДР}} = \frac{3}{2} \frac{x_m}{Z} U_{\text{вт}} \quad (6.26)$$

— передаточный коэффициент датчика рассогласования, В/рад.

Практически для большинства сельсинных пар в схеме датчика рассогласования

$$k_{\text{ДР}} \approx 46 \div 68 \frac{\text{В}}{\text{рад}} = 0,8 \div 1,2 \text{ В/град.} \quad (6.27)$$

Аналогично сельсинной паре работают СКВТ в схеме Датчика рассогласования (рис. 6.5, б):

$$E_{\text{выхт}} = \frac{x_m}{Z} U_{\text{вт}} \sin \Delta\theta; \quad (6.28)$$

$$E_{\text{выхт}} \approx k_{\text{ДР}} \Delta \theta; \quad (6.29)$$

$$k_{\text{ДР}} = \frac{x_m}{Z} U_{\text{вт}}, \quad (6.30)$$

где x_m и Z — сопротивление взаимной индукции и кажущееся сопротивление стабилизирующей обмотки СКВТ, определяемые так же, как и для сельсинов, Ом.

Практически для схемы датчика рассогласования на СКВТ

$$k_{\text{ДР}} \approx 0,5 \div 0,8 \text{ В/град.} \quad (6.31)$$

Использование сельсина в качестве аналогового датчика угла имеет ограниченные возможности в отношении точности. Практический диапазон измерения углов составляет $\pm 60^\circ$. Если требуется измерять большие углы ($\theta_{\text{max}} > 60^\circ$), то сельсин соединяется с рабочим валом через понижающий редуктор с передаточным отношением

$$i_p \approx \theta_{\text{max}} / (\pi/3).$$

Точность измерения угла при этом снижается в i_p раз.

Для измерения углов в больших диапазонах и с высокой точностью используются дискретные датчики. Их функциональной выходной величиной является число, представленное в двоичной системе счисления с помощью электрических дискретных сигналов. Необходимая точность достигается соответствующим числом разрядов датчика.

Простейший цифровой датчик угла — контактный с кодовым барабаном или кодовым диском (рис. 6.6, а).

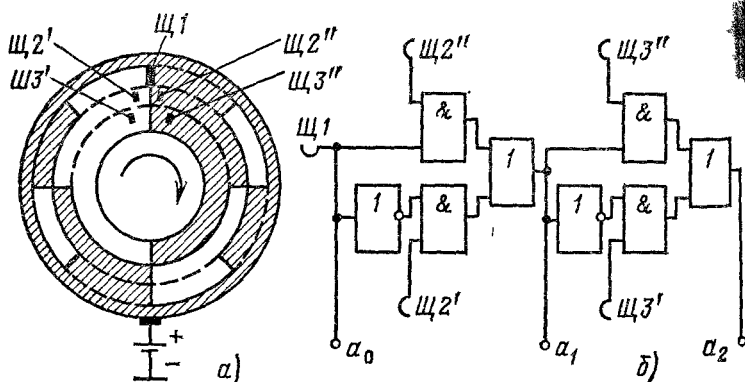


Рис. 6.6. Трехразрядный кодовый диск (а) и схема считывания (б)

Диск жестко соединен с валом, угол поворота которого подлежит преобразованию в цифровой код. Кодовый рисунок диска состоит из концентрических колец (дорожек), каждое из которых имеет чередующиеся электрически проводящие и непроводящие участки. Кольцо с наименьшим радиусом, имеющее два участка, относится к старшему разряду выходного числа, а кольцо с наибольшим радиусом — к младшему разряду. В каждом последующем от центра кольце число участков удваивается, что соответствует в двоичном коде переходу от одного разряда к другому. К токопроводящим участкам (заштрихованным на рис. 6.6, а) подводится напряжение через внешнее кольцо.

Считывание осуществляется с помощью токосъемных щеток. Положению щетки на проводящем участке соответствует цифра 1, а на непроводящем — 0. На границе смены участков из-за конечной ширины щеток и их неточной установки по одной прямой появляется неоднозначность считывания, приводящая к ложным значениям выходной величины датчика. Для устранения указанной неоднозначности применяют для каждого разряда, кроме младшего, две щетки, симметрично раздвинутые относительно прямой считывания. Выбор щетки для считывания выполняет логическая схема в зависимости от цифры предыдущего, более младшего разряда. При нулевом сигнале на щетке Щ1 ($y_1 = a_0 = 0$) считывание осуществляется с опережающей щетки $\text{Щ2}'$ ($a_1 = y_2$), а при единичном сигнале ($a_0 = 1$) — с отстающей щетки — $\text{Щ2}''$ ($a_1 = y_2$) (рис. 6.6, а). Аналогично выполняется считывание и на последующих разрядах в соответствии с алгоритмом

$$a_{i+1} = a_i y_{i+1}'' + \bar{a}_i y_{i+1}' \quad (6.32)$$

Схема, реализующая алгоритм (6.32), приведена на рис. 6.6, б.

Любому углу поворота кодового диска в пределах 360° однозначно соответствует определенное сочетание единиц и нулей в выходных каналах датчика, т. е. определенный числовой эквивалент угла (рис. 6.7). При повороте трехдорожечного кодового диска на 360° выходная величина изменяется от 000 до 111, что в десятичной системе счисления означает изменение числа от 0 до 7. В пределах интервала дискретности

$$\Delta\theta_0 = 360^\circ/2^n \quad (6.33)$$

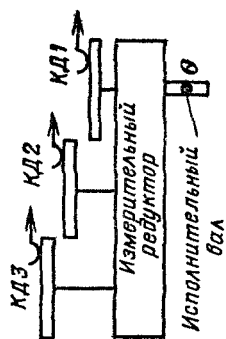
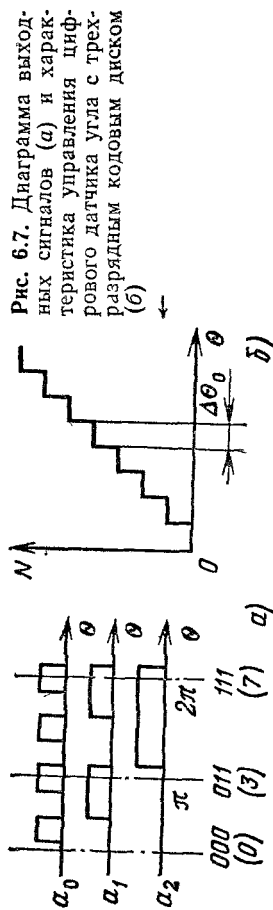


Рис. 6.8. Цифровой датчик угла с тремя кодовыми дисками с контактным считыванием

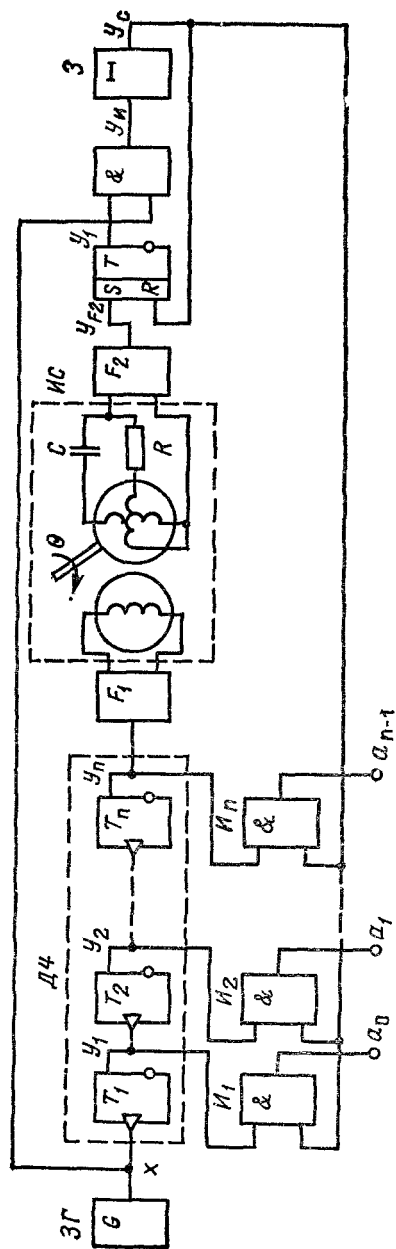


Рис. 6.9. Схема цифрового датчика угла с индукционным считыванием

датчик не реагирует на изменение входной величины и его характеристика управления приобретает ступенчатый вид (рис. 6.7, б). Погрешность, вызванная дискретностью,

$$\delta = \pm \Delta\theta_0/2 \quad (6.34)$$

тем меньше, чем больше число разрядов n в датчике. Так как на одном кодовом диске трудно реализовать число разрядов более трех-четырёх, то для повышения точности датчика применяют несколько кодовых дисков (КД1—КД3), соединённых с входным валом через редуктор и поворачивающихся с различными скоростями (рис. 6.8). Контактная система и погрешности измерительных редукторов лимитируют точностные показатели датчика. Практически реализуемое число разрядов в цифровом датчике угла данного типа не превосходит 9—10, что соответствует интервалу дискретности 21—42'. Поэтому в высокоточных системах с допустимыми погрешностями менее V контактный датчик применяется для грубого отсчёта угла. Точный отсчёт выполняется с помощью цифрового датчика угла, в котором основным преобразовательным элементом служит многополюсный СКВТ — индуктосин.

На рис. 6.9 приведена схема цифрового датчика угла с индуктосином, работающим в фазовом режиме. Ротор индуктосина, имеющий двухфазную обмотку, жёстко, без редуктора, соединён с исполнительным валом. неподвижный статор имеет однофазную обмотку. Разрешающая способность датчика угла при одном и том же числе разрядов повышается с увеличением числа пар полюсов p индуктосина:

$$\Delta\theta_0 = \theta_{\max}/2^n = 360^\circ/p \cdot 2^n. \quad (6.35)$$

Так, для $p=512$ и $n=8$ измеряемый угол $\theta_{\max}=42,1'$, дискретность датчика угла $\Delta\theta_0=42,1 \cdot 60 : 2^8 \approx 10''$, и разрешающая способность в целом для датчика угла с двухотсчётной системой составит

$$360 \cdot 60 \cdot 60 / 10 = 1,3 \cdot 10^6.$$

Рассмотрим работу схемы. Задающий генератор $ЗГ$ вырабатывает импульсы неизменной частоты $f_{з,г}$, которые поступают на триггерный n -разрядный счётчик — Делитель частоты $ДЧ$. Каждый триггер делит входную частоту пополам. Выходной сигнал последнего триггера

T_n , имеющий форму прямоугольных колебаний с частотой $f_n = f_{3,r}/2^n$, преобразуется формирователем F_1 в синусоидальную форму. Выходное синусоидальное напряжение индуктосина с фазой, пропорциональной углу θ , подается на формирователь F_2 (блокинг-генератор), выдающий импульсы в момент перехода напряжения через нуль от отрицательных значений к положительным. С помощью триггера T , элемента И и элемента задержки $З$ считывающий импульс синхронизируется с импульсами $ЗГ$ и задерживается на полпериода $ЗГ$. В результате этого при вращении ротора индуктосина считывающий импульс, подаваемый на вторые входы элементов совпадений $И_1 - И_n$, изменяет фазу скачкообразно на $\Delta\theta_0$, располагаясь в средних положениях между импульсами $ЗГ$. Этим достигается исключение неоднозначности считывания, так как считывающий импульс никогда не попадает на фронты переключения триггеров $T_1 - T_n$.

На рис. 6.10 моменты считывания отмечены вертикальными штрихпунктирными линиями. Частота считывания равна частоте старшего разряда счетчика, т. е.

$$f_{сч} = f_n = f_{3,r}/2^n. \quad (6.36)$$

Двоичное n -разрядное число $A_n = a_{n-1} \dots a_0$, определяющее угол поворота индуктосина (θ), выделяется в моменты считывания на выходах элементов $И_1 - И_n$ (см, рис. 6.9). Изменение показания цифрового датчика угла происходит дискретно на единицу младшего разряда

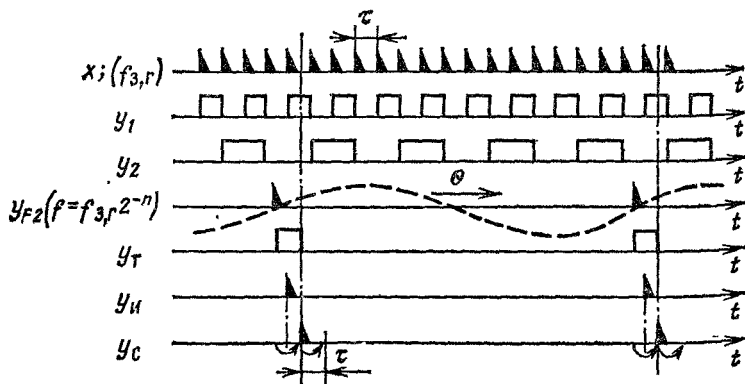


Рис. 6.10. Диаграмма работы цифрового датчика угла с индуктосином

через интервал времени Δt_0 , который обратно пропорционален скорости поворота индуктосина (dQ/dt):

$$\Delta t_0 = \frac{\Delta \theta_0}{dQ/dt} . \quad (6.37)$$

Из двух цифровых датчиков угла может быть составлен цифровой датчик рассогласования. Для этого цифровые выходы датчиков подаются на входы сумматора, выполняющего операцию вычитания (см. рис. 4.24). Датчик задающего угла подключается ко входам уменьшаемого A_n , а датчик исполнительного угла — ко входам вычитаемого B_n . Оба датчика должны быть синхронизированы тактовыми импульсами общего задающего генератора. На выходе сумматора выделяется разностный цифровой сигнал D_n . Заранее известный закон изменения задающего угла может быть сформирован в цифровом коде с помощью только вычислительных узлов без использования сложного электромеханического устройства — индуктосина. В этом случае цифровое задающее устройство, синхронизированное по моментам считывания с цифровым датчиком угла, вводит свой выходной сигнал на входы сумматора для уменьшаемого числа. Сигнал рассогласования между цифровым задающим устройством и ЦДУ выделяется на выходе сумматора. В цифро-аналоговых системах управления выходной цифровой сигнал преобразуется в аналоговый с помощью ЦАП, описанных в гл. 5.

6.2. Датчики скорости

Назначение датчиков скорости (ДС) — преобразовывание угловой скорости двигателя или скорости движения рабочего органа механизма в электрический сигнал. В системах АЭП ДС используются для реализации обратной связи по скорости. В качестве ДС нашли широкое применение тахогенераторы (ТГ) — микромашины постоянного и переменного токов.

Тахогенератор постоянного тока представляет собой электрическую машину постоянного тока с независимым возбуждением или постоянными магнитами (рис. 6.11, а). Входная координата ТГ — угловая скорость ω , выходная — напряжение $U_{\text{вых}}$, выделяемое на сопротивлении нагрузки.

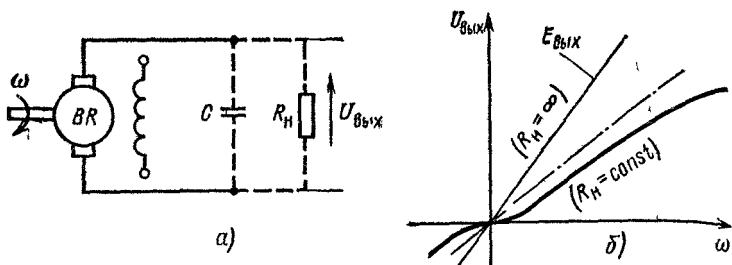


Рис. 6.11. Схема (а) и характеристика управления тахогенератора постоянного тока (б)

Так как

$$E_{т,г} = k\Phi\omega = I(R_{т,г} + R_H),$$

то

$$U_{вых} = \frac{k\Phi}{1 + R_{т,г}/R_H} \omega = k_{т,г} \omega, \quad (6.38)$$

где

$$k_{т,г} = \frac{k\Phi}{1 + R_{т,г}/R_H} \quad (6.39)$$

— передаточный коэффициент ТГ, В·с/рад; $k = \frac{pN}{2\pi a}$ — конструктивная постоянная; Φ — магнитный поток возбуждения, Вб; $R_{т,г}$ — сопротивление якорной обмотки и щеточного контакта, Ом.

Передаточный коэффициент ТГ, строго говоря, не остается постоянным при изменении скорости из-за нелинейности сопротивления щеточного контакта и реакции якоря. Поэтому в характеристике управления наблюдается определенная нелинейность в зонах малой и большой скоростей (рис. 6.11, б). Нелинейность в зоне малой скорости уменьшают применением металлизированных щеток с малым падением напряжения. Нелинейность характеристики из-за реакции якоря снижается ограничением сверху скорости и увеличением сопротивления нагрузки. При выполнении указанных мероприятий характеристику управления ТГ можно считать практически прямолинейной.

На работу ТГ существенное влияние оказывают конструктивно-технологические погрешности. Это коллекторные пульсации напряжения, обусловленные конечным

числом коллекторных пластин, пульсации из-за зубцово-вой конструкции якоря, обратные пульсации, вызванные несимметрией воздушного зазора. Погрешности от указанных пульсаций сильнее искажают выходной сигнал ТГ в области низких скоростей. При снижении скорости уменьшается их частота и увеличивается амплитуда относительно уровня передаваемого сигнала. Эти погрешности ограничивают нижний предел скорости ТГ. Для уменьшения перечисленных пульсаций тахогенераторы выполняются с повышенным числом коллекторных пластин, со скошенными по винтовой линии на одно зубцовое деление пазами якоря, с увеличенным воздушным зазором. Тахогенераторы высокой точности выполняются с полым беспазым якорем. Для дополнительного снижения пульсаций к выходу ТГ подключают конденсатор (рис. 6.11, а), при этом передаточная функция ТГ приобретает вид

$$W_{\tau, r}(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{\omega(p)} = \frac{k_{\tau, r}}{T_{\Phi} p + 1}, \quad (6.40)$$

где

$$T_{\Phi} = \frac{R_{\tau, r} C}{1 + R_{\tau, r} / R_{\text{н}}}. \quad (6.41)$$

— постоянная времени фильтра, с.

Конденсатор выполняет функцию фильтра высокочастотных относительно угловой скорости пульсаций. Чем больше T_{Φ} , тем меньше пульсации в выходном напряжении ТГ. Однако при этом ограничивается частотная полоса пропускания ТГ. При частотах передаваемого сигнала

$$f_{\text{н}} > 1/2\pi T_{\Phi} \quad (6.42)$$

амплитудные искажения превышают 3 дБ, а фазные 45°.

Тахогенераторы переменного тока выполнены на базе асинхронной двухфазной машины. На статоре имеются две взаимно перпендикулярные обмотки: обмотка возбуждения, расположенная по оси α (фаза а), и выходная управляющая обмотка, расположенная по оси β (фаза β) и включенная на сопротивление нагрузки ТГ $Z_{\text{н}}$ (рис. 6.12). Для уменьшения момента инерции ротор выполняется тонкостенным в виде полого стакана из немагнитного материала (обычно алюминиевого сплава). Внутри ротора размещается неподвижный стальной ших-

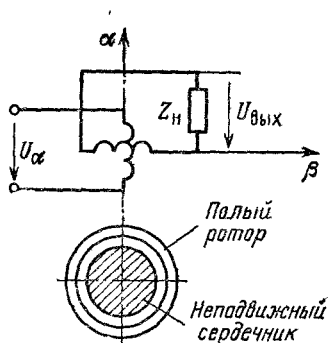


Рис. 6.12. Схема асинхронного двухфазного тахогенератора переменного тока

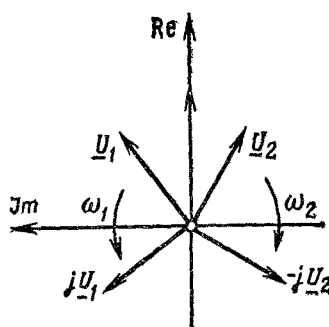


Рис. 6.13. Векторная диаграмма асинхронного тахогенератора

тованный сердечник, по которому замыкается магнитный поток.

Для получения выражения для выходного напряжения ТГ воспользуемся методом симметричных составляющих. В соответствии с этим методом напряжение возбуждения представляется вектором \underline{U}_α в комплексной плоскости (рис. 6.13). Вектор \underline{U}_α заменяется двумя симметричными двухфазными системами векторов: $\underline{U}_1, j\underline{U}_1$ — прямая последовательность и $\underline{U}_2, -j\underline{U}_2$ — обратная последовательность. Исходную векторную систему можно формально рассматривать как несимметричную двухфазную систему, в которой один из векторов, а именно $\underline{U}_\beta = 0$. Тогда запишем баланс для напряжений

$$\underline{U}_\alpha = \underline{U}_1 + \underline{U}_2; \quad (6.43)$$

$$\underline{U}_\beta = j\underline{U}_1 - j\underline{U}_2 = 0, \quad (6.44)$$

т. е.

$$\underline{U}_1 = \underline{U}_2,$$

и аналогично для токов

$$\underline{I}_\alpha = \underline{I}_1 + \underline{I}_2; \quad (6.45)$$

$$\underline{I}_\beta = j(\underline{I}_1 - \underline{I}_2). \quad (6.46)$$

Для каждой симметричной системы напряжений справедлива схема замещения асинхронной машины. Поскольку прямая и обратная последовательности напряжений создают магнитные поля, вращаю-

щиеся в противоположных направлениях, различие в схемах замещения будет заключаться только в разных скольжениях:

для прямого поля

$$s_1 = 1 - \omega/\omega_c = 1 - \omega_*; \quad (6.47)$$

для обратного поля

$$s_2 = 1 + \omega/\omega_c = 1 + \omega_*, \quad (6.48)$$

где (ω_c — синхронная скорость ротора, т. е. скорость поля, рад/с; $\omega_* = \omega/\omega_c$ — относительная скорость ротора, рад/с.

На рис. 6.14 изображены схемы замещения для прямой и обратной последовательностей фазы α (рис. 6.14, а) и фазы β (рис. 6.14, б). Предполагается, что числа витков у обмоток фаз α и β одинаковы. Конструкция тонкостепного ротора характеризуется повышенным значением активного сопротивления R_p и незначительным индуктивным сопротивлением рассеяния. Это сопротивление, а также потери в стали статора в схемах замещения не учитываются.

Приведенное к обмотке статора сопротивление ротора, Ом, определяется в зависимости от конструктивных данных ТГ [6]:

$$R'_p = \frac{4}{\pi} \frac{P}{\delta_p} k_w^2 W_b^2 \left[\frac{Z_l^2}{D_p} + \frac{D_p}{p^2 b_p} \right], \quad (6.49)$$

где ρ — удельное сопротивление материала ротора, Ом·м; δ_p — толщина цилиндра ротора, м; k_w , W_b — обмоточный коэффициент и число витков обмотки возбуждения; D_p — наружный диаметр ротора, м; l — длина пакета статора, м; b_p — длина выступающего за статор конца ротора, м; p — число пар полюсов.

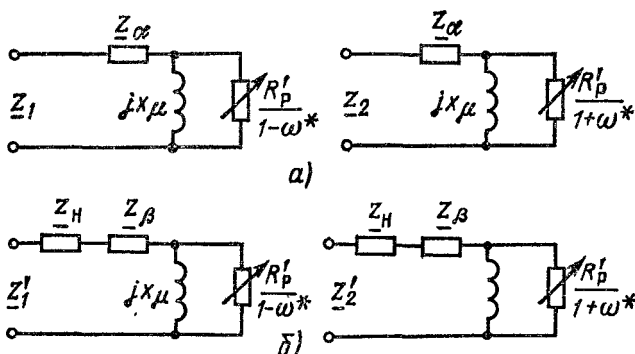


Рис. 6.14. Схемы замещения асинхронного тахогенератора для прямой и обратной последовательностей фазы α и фазы β

Входные сопротивления схем замещения определяются параметрами ТГ:

для прямой последовательности

$$\underline{Z}_1 = R_c + jx_c + \frac{jx_\mu \frac{1}{1-\omega_*}}{\frac{R_p}{1-\omega_*} + jx_\mu} = R_1 + jx_1, \quad (6.50)$$

для обратной последовательности

$$\underline{Z}_2 = R_c + jx_c + \frac{jx_\mu \frac{R_p}{1+\omega_*}}{\frac{R_p}{1+\omega_*} + jx_\mu} = R_2 + jx_2, \quad (6.51)$$

где R_c , x_c — активное и индуктивное сопротивления рассеяния обмотки статора, Ом; x_μ — индуктивное сопротивление намагничивания, Ом.

Для фазы р с учетом сопротивления нагрузки в цепи выходной обмотки

$$\underline{I}_1 + \underline{Z}_H = \underline{Z}'_1; \quad (6.52)$$

$$\underline{Z}_2 + \underline{Z}_H = \underline{Z}_2. \quad (6.53)$$

Согласно (6.43) и (6.44) имеем

$$\underline{U}_\alpha = \underline{I}_1 \underline{Z}_1 + \underline{I}_2 \underline{Z}_2;$$

$$\underline{U}_\beta = 0 = j(\underline{I}_1 \underline{Z}'_1 - \underline{I}_2 \underline{Z}_2).$$

Решая эти два уравнения совместно относительно \underline{I}_1 и \underline{I}_2 , получаем

$$\underline{I}_1 = \frac{\underline{U}_\alpha (\underline{Z}_2 + \underline{Z}_H)}{2\underline{Z}_1 \underline{Z}_2 + \underline{Z}_H (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2)}. \quad (6.54)$$

$$\underline{I}_2 = \frac{\underline{U}_\alpha (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_H)}{2\underline{Z}_1 \underline{Z}_2 + \underline{Z}_H (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2)}. \quad (6.55)$$

Выходное напряжение ТГ определяется падением напряжения на \underline{Z}_H от тока \underline{I}_β (6.46):

$$\underline{U}_{\text{вых}} = \underline{I}_\beta \underline{Z}_H = j(\underline{I}_1 - \underline{I}_2) \underline{Z}_H. \quad (6.56)$$

С учетом выражений (6.54) и (6.55) получим

$$\underline{U}_{\text{вых}} = j\underline{U}_\alpha \frac{(\underline{Z}_2 - \underline{Z}_1) \underline{Z}_H}{2\underline{Z}_1 \underline{Z}_2 + \underline{Z}_H (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2)}.$$

С помощью (6.57), зная параметры обмоток ТГ, можно рассчитать зависимости амплитуды $U_{\text{вых}}$ и фазы $\varphi_{\text{вых}}$ выходного напря-

жения от угловой скорости. При $\omega=0$ $Z_1=Z_2$ и $U_{\text{вых}}=0$, т.е. амплитудная характеристика управления ТГ $U_{\text{вых}m}=f(\omega)$ проходит через начало координат. Сопротивление нагрузки, как следует из (6.57), существенно влияет как на амплитуду, так и на фазу выходного напряжения. Если ТГ работает в режиме холостого хода, когда $Z_H=\infty$, то выходное напряжение, равное наводимой в обмотке ЭДС, определится более простым выражением

$$\underline{E}_{\text{вых}} = j \underline{U}_\alpha \frac{\underline{Z}_2 - \underline{Z}_1}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2}. \quad (6.58)$$

Располагая вектор \underline{U}_α по действительной оси, с учетом (6.50) и (6.51) получаем

$$\underline{E}_{\text{вых}} = \frac{\underline{Z}_c}{R'_p} \frac{\underline{U}_\alpha \omega_*}{\left[2a - j \left(1 + a^2 - \omega_*^2 \right) \right] + a + j} \quad (6.59)$$

где

$$\underline{Z}_c = R_c + jx_c; \quad a = R_p/x_\mu.$$

Соответственно для фазы выходной ЭДС имеем

$$\text{tg } \varphi_{\text{вых}} = \frac{1 + 2a \frac{x_c}{R'_p} - \frac{R_c}{R'_p} (1 + a^2 - \omega_*^2)}{a \left[1 + 2 \frac{R_c}{R'_p} \right] + \frac{x_c}{R'_p} (1 + a^2 - \omega_*^2)}. \quad (6.60)$$

В комплексной форме характеристика управления ТГ имеет вид

$$\underline{E}_{\text{вых}} = \underline{K}_{\tau, \Gamma} \omega, \quad (6.61)$$

где

$$\underline{K}_{\tau, \Gamma} = \frac{\underline{U}_\alpha}{\omega_c} \frac{1}{A + jB} \quad (6.62)$$

— комплексный передаточный коэффициент ТГ, В·с/рад;

$$\begin{aligned} A &= a \left(1 + 2 \frac{R_c}{R'_p} \right) + \frac{x_c}{R'_p} (1 + a^2 - \omega_*^2); \\ B &= 1 + 2a \frac{x_c}{R'_p} - \frac{R_c}{R'_p} (1 + a^2 - \omega_*^2). \end{aligned} \quad (6.63)$$

Амплитудные значения ЭДС и передаточного коэффициента ТГ

$$E_{\text{вых}m} = K_{\tau, \Gamma} \omega; \quad (6.64)$$

$$K_{\tau, \Gamma} = U_{\alpha m} / (\omega_c \sqrt{A^2 + B^2}). \quad (6.65)$$

Анализ (6.59) — (6.64) позволяет сделать следующие выводы. При изменении направления угловой скорости изменяется знак $E_{\text{вых}}$. Это означает, что при этом изменяется на 180° фаза выходной ЭДС. В области малых скоростей, когда ω^2 мала, амплитуда ЭДС $E_{\text{вых}}$ практически пропорциональна скорости, а фаза неизменна,

С ростом скорости линейность характеристик управления ТГ нарушается: несколько снижаются как передаточный коэффициент, так и фаза ТГ (рис. 6.15). Чем меньше собственное сопротивление обмотки возбуждения, тем меньше искажения имеют характеристики ТГ, В пределе, когда $Z_c = 0$,

$$\underline{K}_{\text{т.г}} = U_{\omega} / [\omega_c(a + \dots)] = \text{const}; \quad \text{tg } \varphi_{\text{вых}} = 1/a = \text{const}.$$

Нелинейный характер зависимости амплитуды и фазы $e_{\text{вых}}$ от скорости вызывает соответствующие погрешности $\Delta E_{\text{вых}}$ и $\Delta \varphi_{\text{вых}}$ тахогенератора (рис. 6.15). Эти погрешности вытекают из принципа работы асинхронного ТГ. Соответствующим ограничением диапазона изменения скоростей сверху можно практически устранить указанные погрешности. Существенные амплитудные и фазные искажения в выходное напряжение может вносить сопротивление нагрузки. Поэтому на практике обычно используют тахогенератор в режиме, близком к холостому ходу. Для реализации такого режима соединяют ТГ с нагрузкой через эмиттерный повторитель, об-

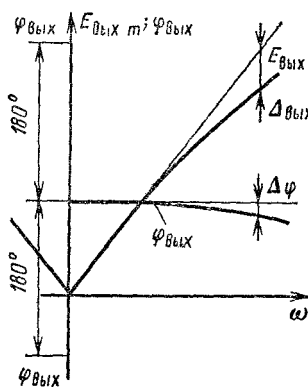


Рис. 6.15. Амплитудная и фазовая характеристики асинхронного тахогенератора

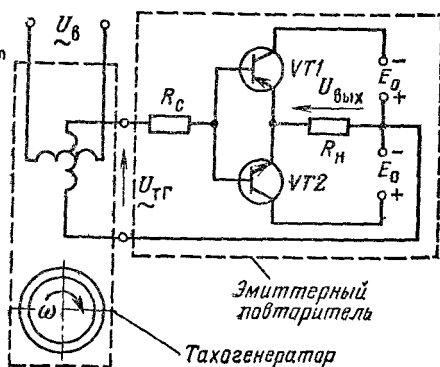


Рис. 6.16. Схема согласования асинхронного тахогенератора с низкоомной нагрузкой

ладающий высоким входным сопротивлением (рис. 6.16). В такой схеме ТГ удастся согласовать даже с низкоомной нагрузкой.

Технологические неточности изготовления ТГ приводят к определенной магнитной и электрической асимметрии статора и ротора. Это приводит к появлению остаточной ЭДС, вызывающей погрешность ТГ в зоне малых скоростей. Если указанная погрешность выходит за рамки требуемой точности ТГ, то принимают определенные меры по ее компенсации. В частности, когда остаточная ЭДС $\Delta E_{\text{ост}}$ характеризуется постоянством амплитуды и фазы, последовательно в цепь выходной обмотки ТГ вводится с помощью корректирующего устройства дополнительная ЭДС, равная $\Delta E_{\text{ост}}$ по амплитуде и противоположная ей по фазе. Полоса пропускания асинхронного ТГ ограничена частотой питающей сети. Поэтому для быстродействующих систем используются ТГ с повышенной частотой питания. В целом асинхронные тахогенераторы отличаются высокой точностью. Линейность характеристик ТГ, применяемых в системах автоматики и счетно-решающих устройствах, характеризуется погрешностью менее 0,5 %. По сравнению с ТГ постоянного тока асинхронный тахогенератор обладает существенно меньшим передаточным коэффициентом.

В современных системах АЭП с большими диапазонами регулирования скорости и высокими требованиями к ее стабилизации точность ТГ может оказаться недостаточной. Для таких систем используются *цифровые датчики скорости* (ЦДС). Функционально в ЦДС можно выделить две основные части: импульсный преобразователь *скорости* — датчик импульсов *ДИ*, преобразующий угловую скорость вала в импульсы с частотой f , пропорциональной скорости, и кодовый преобразователь — счетчик импульсов СИ, формирующий на интервале измерения T цифровой код A_n выходной величины датчика скорости (рис. 6.17).

Датчик импульсов может быть выполнен на основе индуктосина или фотоэлектрического кодового диска. В любом варианте датчик импульсов вырабатывает две серии импульсов, сдвинутых по фазе на $\pi/2$, которые используются для определения угловой скорости и ее знака. На рис. 6.18 изображен кодовый диск фотоэлектрического датчика импульсов. На двух дорожках расположены пропускающие свет щели. Свет от источников

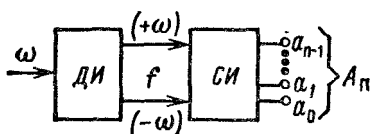


Рис. 6.17. Структурная схема цифрового датчика скорости

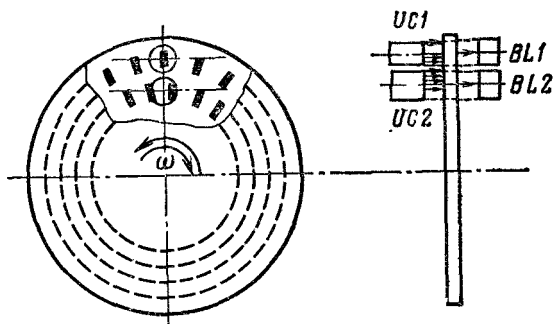


Рис. 6.18. Кодовый диск фотоэлектрического датчика импульсов

ИС1 и ИС2 через щели попадает на фотодиоды BL1 и BL2, которые при этом открыты и пропускают ток. Когда щель выходит из луча света, фотодиоды запирают цепь. При вращении диска с угловой скоростью ω BL1 и BL2 дают чередование максимального и минимального сигналов с частотой

$$f_{д,и} = \frac{\omega}{2\pi} N \quad (6.66)$$

где $N_{д,и}$ — импульсная емкость кодового диска — число импульсов на один оборот диска.

Токовый сигнал фотодиода изменяется по форме и амплитуде при изменении скорости вращения. Поэтому для получения стабильных сигналов с неизменными амплитудой и продолжительностью в состав датчика импульсов входит узел формирования выходных импульсов (рис. 6.19). В усилителе У1 токовый сигнал фотодиода BL1 усиливается и симметрируется по полярности U_{y1} . Усилитель, собранный на транзисторах VT1 и VT2 и работающий с использованием положительной связи в релейном режиме, дает на выходе прямоугольные импульсы U_1 с постоянной амплитудой, равной U_n , но с переменной продолжительностью. Выходной импульс

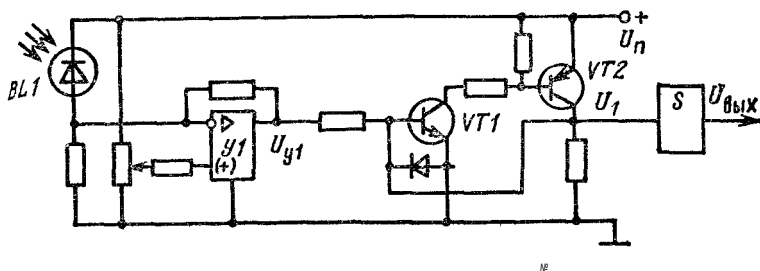


Рис 6.19. Схема датчика импульсов

$U_{\text{вых}}$ с неизменными и амплитудой, и продолжительностью τ формируется с помощью одновибратора. Диаграмма работы описанного узла приведена на рис. 6.20. Аналогичный узел имеется и для импульсов второй дорожки кодового диска с фотодиодом $BL2$. Для каждого направления вращения в датчике импульсов имеется свой выходной канал.

Выделение импульсов на каналах положительной скорости (направление «вперед», $U_{\text{выхВ}}$) или отрицательной скорости (направление «назад», $U_{\text{выхН}}$) осуществляется логическим узлом (рис. 6.21). На первом выходном канале импульсы $U_{\text{выхВ}}$ появляются при таком направлении вращения, при котором сигнал U_2 опережает по фазе на $\pi/2$ сигнал U_1 , и элемент совпадения $И_1$ открыт для импульсов $U_{\text{вых1}}$. При другом направлении вращения, когда U_2 отстает по фазе на $\pi/2$ от U_1 , элемент совпадения $И_2$ открыт для импульсов $U_{\text{вых2}}$,

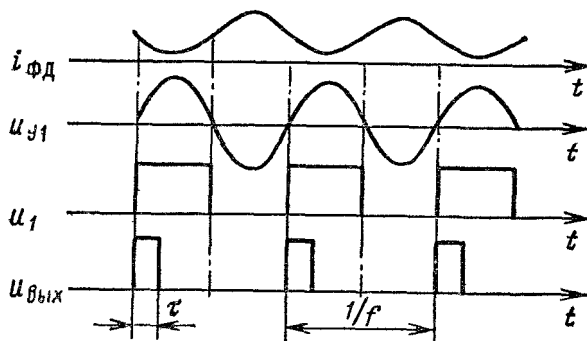


Рис. 6.20. Диаграмма формирования выходного сигнала датчика импульсов

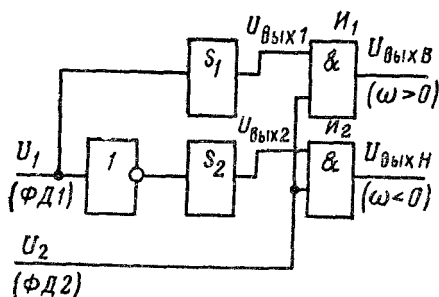


Рис. 6.21. Схема разделения по времени импульсов двух каналов в датчике скорости

которые поступают на второй выходной канал $U_{\text{выхН}}$.

Формирование цифрового кода на выходе датчика скорости с помощью счетчика может выполняться двояко. На заданном периоде измерения T счетчик может подсчитывать число импульсов, которое будет характеризовать среднее значение скорости:

$$N = f_{\text{д,н}} T = \frac{\omega}{2\pi} N_{\text{д,н}} T. \quad (6.67)$$

Так как младшему разряду датчика соответствует один импульс, то разрешающая способность ЦДС составляет $N:1$, а точность измерения $\delta = 1/N$. Очевидно, дискретность по скорости датчика, об/с, определится величиной

$$\Delta n_0 = 1/(N_{\text{д,н}} T). \quad (6.68)$$

Таким образом, точность ЦДС тем выше, чем больше измеряемая скорость и период измерения.

Например, при $N_{\text{д,н}} = 600$ импульсов/об, $T = 0,1$ с погрешность ЦДС составит для $n = 1000$ об/мин $60/(1000 \cdot 600 \cdot 0,1) = 1/1000 = 0,1 \%$, а для $n = 10$ об/мин $1/100 = 10 \%$.

Увеличение значения T для уменьшения погрешности при низких скоростях нежелательно, так как при этом возрастает дискретность по времени и увеличивается расхождение между средним и мгновенным значениями скорости, что может затруднить использование ЦДС в системах управления.

Другой вариант формирования цифрового кода скорости состоит в определении интервала времени между двумя импульсами путем подсчета числа высокочастотных опорных импульсов, уместяющихся на измеряемом интервале. Данный способ имеет, напротив, максималь-

ную разрешающую способность на самых низких скоростях, когда период следования импульсов максимален и содержит наибольшее число опорных импульсов. Однако высокая точность датчика при низких скоростях относится также лишь к среднему за измеряемый интервал значению скорости. При повышении скорости точность данного ЦДС снижается.

Рассмотренные варианты ЦДС обеспечивают высокую точность измерения скорости, и тем большую, чем продолжительней период измерения. Однако данный период измерения вносит в систему управления с ЦДС дискретность по времени, которая вносит искажения в работу высокودинамичных систем. Поэтому для снижения дискретности по времени в быстродействующих системах с управлением по интегралу сигнала рассогласования интегрирование разности скоростей выполняется подсчетом разности непосредственно числа импульсов с задающего устройства и с датчика импульсов с помощью реверсивного счетчика.

6.3. Датчики электрических величин

В системах АЭП контролируемыми и регулируемыми координатами являются не только механические величины — угол поворота, скорость, ускорение, но и электрические величины, такие, как ток, напряжение, ЭДС, мощность. Для измерения этих координат используются соответствующие датчики. К числу типовых можно отнести датчики тока (ДТ) и напряжения (ДН). Эти датчики наиболее часто применяются, на их основе строятся датчики ЭДС и мощности. Поэтому к рассмотрению в данном параграфе выделены как типовые именно ДТ и ДН.

Назначение ДН и ДТ — преобразование входной величины — напряжения или тока цепи преобразователя, двигателя в выходной сигнал, пропорциональный входной величине. Датчики могут выполнять одновременно и функции согласующего элемента — потенциального делителя, усилителя по напряжению, мощности. В зависимости от вида выходного сигнала датчики разделяются на аналоговые и дискретные (цифровые).

На рис. 6.22 изображены обобщенные структурные схемы аналоговых (рис. 6.22, а) и цифровых (рис. 6.22, б) ДН и ДТ. В составе аналогового датчика с выходным

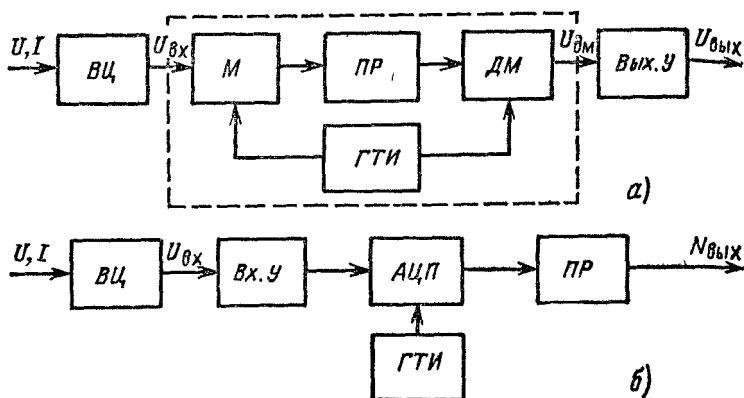


Рис. 6.22. Структурные схемы аналоговых (а) и цифровых датчиков напряжения и тока (б)

напряжением на постоянном токе можно выделить три части: вводную цепь *ВЦ*, потенциальный разделитель *ПР* и выходной усилитель *Вых. У*. Собственно датчиком является вводная цепь — делитель напряжения, шунт, трансформатор напряжения или тока с выпрямителем. Эта цепь преобразует измеряемые напряжения или ток во входное напряжение постоянного тока $U_{вх}$. Потенциальный разделитель гальванически разделяет входной и выходной сигналы. Для осуществления в данном датчике потенциального разделения с помощью трансформатора необходимо иметь на входе трансформатора модулятор *М*, а на выходе — демодулятор *ДМ*, работающие вместе с коммутирующим устройством — генератором тактовых импульсов *ГТИ*. Выходной усилитель формирует усиленный по напряжению и мощности выходной сигнал датчика $U_{вых}$. Характеристики управления ДН и ДТ без учета погрешностей прямолинейны:

$$U_{вых} = k'_{в,ц} k_{п,р} k_{у,в} U = k_{дн} U; \quad (6.69)$$

$$U_{вых} = k''_{в,ц} k_{п,р} k_{у,в} I = k_{дт} I, \quad (6.70)$$

где $k'_{в,ц} = U_{вх}/U$; $k''_{в,ц} = U_{вх}/I$; $k_{п,р} = U_{дт}/U_{вх}$; $k_{у,в} = -U_{вых}/U_{дт}$ — передаточные коэффициенты соответственно входных цепей ДН и ДТ, потенциального разделителя и выходного усилителя (рис. 6.22, а).

В отличие от безразмерного результирующего коэффициента ДН $k_{\text{ДН}}$ коэффициент ДТ $k_{\text{ДТ}}$ имеет размерность сопротивления (Ом), поскольку вводная цепь представляет собой шунт, с которого снимается напряжение:

для измеряемой цепи постоянного тока

$$U_{\text{вх}} = k''_{\text{в,ц}} I = R_{\text{ш}} I; \quad (6.71)$$

для измеряемой цепи переменного тока

$$U_{\text{вх}} = k''_{\text{в,ц}} I = k_{\text{т,т}} k_{\text{в}} R_{\text{ш}} I, \quad (6.72)$$

где $k_{\text{т,т}}$ — коэффициент трансформации трансформатора тока; $k_{\text{в}}$ — передаточный коэффициент выпрямителя.

Цифровые ДН и ДТ имеют также в своем составе вводную цепь, потенциальный разделитель и усилитель, но для формирования цифрового выходного сигнала $N_{\text{вых}}$ снабжены АЦП (рис. 6.22, б). При дискретном сигнале потенциальный разделитель просто реализуется с помощью оптопар. Характеристики управления цифровых ДН и ДТ описываются выражениями

$$N_{\text{вых}} = k'_{\text{в,ц}} k_{\text{у}} k_{\text{п,р}} k_{\text{АЦП}} U = k_{\text{ДН}} U; \quad (6.73)$$

$$N_{\text{вых}} = k''_{\text{в,ц}} k_{\text{у}} k_{\text{п,р}} k_{\text{АЦП}} I = k_{\text{ДТ}} I, \quad (6.74)$$

где $k_{\text{у}}$, $k_{\text{п,р}} = 1$, $k_{\text{АЦП}}$ — передаточные коэффициенты соответственно входного усилителя, оптронного потенциального разделителя и АЦП.

В качестве примера аналоговых датчиков рассмотрим схему ДН и ДТ типов ДН-2АИ и ДТ-3АИ серии УБСР-АИ (рис. 6.23). Датчики выполнены по рассмотренной выше структуре (см. рис. 6.22, а). Входной сигнал датчика напряжения ДН-2АИ с делителя $R1-R3$ поступает на двухполупериодный модулятор M . Коммутация входного сигнала с частотой генератора тактовых импульсов осуществляется в модуляторе двумя двухтранзисторными ключами $D1$ и $D3$. Трансформатор $T2$ выполняет функцию потенциального разделения и передает выходной сигнал модулятора на вход демодулятора (ДМ), образованного двумя обмотками трансформатора 77 , резисторами $R11$ и $R16$ и двумя транзисторами микросхемы $D2$. Два однополярных выходных сигнала ДМ снимаются с коллекторов транзисторных ключей $D2$ и подаются через фильтры $C6-R18$, $C8-R19$ на инверсный и прямой входы выходного усилителя $DA2$ с отрицательной обратной связью $R27$. В зависимости от полярности входного напряжения датчика $U_{\text{вх}}$ открыт один из ключей ДМ, и напряжение демо-

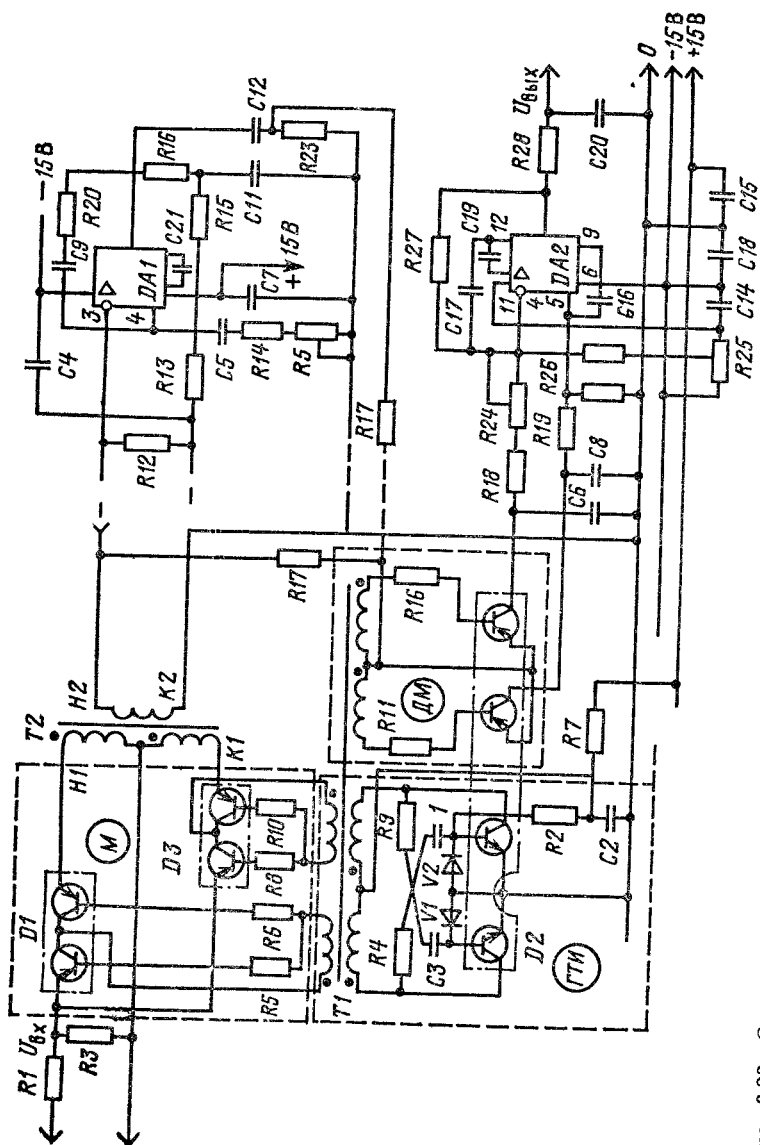


Рис. 6.23. Схема датчиков напряжения и тока типов ДН-2АИ и ДТ-3АИ

дулятора подается соответственно на один из входов $DA2$. В результате знак выходного напряжения усилителя $DA2$, снимаемого с фильтра $R28—C20$, определяется в зависимости от полярности входного напряжения датчика. Изменение $U_{вх}$ по абсолютному значению приводит к изменению напряжения модулятора и соответственно выходного напряжения датчика.

Генератор тактовых импульсов собран по схеме мультивибратора с перекрестными положительными обратными связями, образованными RC -цепочками $R4—C1$ и $R9—C3$. Питание на схему подается от источника постоянного напряжения через фильтр $R7—C2$. Начальное условие работы генератора обеспечивается подачей положительного напряжения через резистор $R2$ на базу одного из транзисторов. Необходимая частота колебаний (30—40 кГц) определяется постоянными времени цепей обратных связей и индуктивностью трансформатора 77. Диоды $VD1$ и $VD2$ ограничивают обратные напряжения эмиттерно-базовых переходов.

Датчик тока принципиально не отличается от ДН, но характеризуется большим коэффициентом усиления по напряжению, так как имеет низкий входной сигнал (номинально 75 мВ), снимаемый с шунта. Поэтому в состав ДТ входит дополнительно усилитель напряжения переменного тока, усиливающий выходной сигнал модулятора. На рис. 6.23 схема ДН-2АИ преобразуется в схему датчика тока ДТ-3АИ, если вторичную обмотку трансформатора $T2$ отсоединить от демодулятора и подключить к входному резистору $R12$ усилителя $DA1$, а выходной сигнал $DA1$, снимаемый с $R23$, подать на вход DM (штриховые линии на рис. 6.23). Высокочастотный усилитель $DA1$ включен по схеме с усилением по неинвертируемому входу и с отрицательной обратной связью, формирующей необходимое стабильное значение передаточного коэффициента с помощью цепей $C7—R20$, $C5—R14—R5$. Усилители $DA1$ и $DA2$ имеют ряд дополнительных цепей $C4$, $C21$, $C14—C19$, выполняющих корректирующие функции.

Технические данные датчиков ДН-2АИ и ДТ-3АИ

Напряжение питания, В	± 15
Напряжение входа, В	$0 \div \pm 10$ (ДН-2АИ); $0—75$ мВ (ДТ-3АИ)
Напряжение выхода, В	$0 \div \pm 10$
Сопротивление нагрузки, кОм	2
Коэффициент передачи	$0,6—1$ (ДН-2АИ); $53—133$ (ДТ-3АИ)
Полоса пропускания, кГц	2
Чувствительность, мВ	40 (ДН-2АИ); 2 (ДТ-3АИ)

Рассмотренные аналоговые ДН и ДТ имеют сложную структуру, состоящую из различных функциональных блоков. Сложность структуры ДН и ДТ сохраняется и в цифровых датчиках (см. рис. 6.22, б).

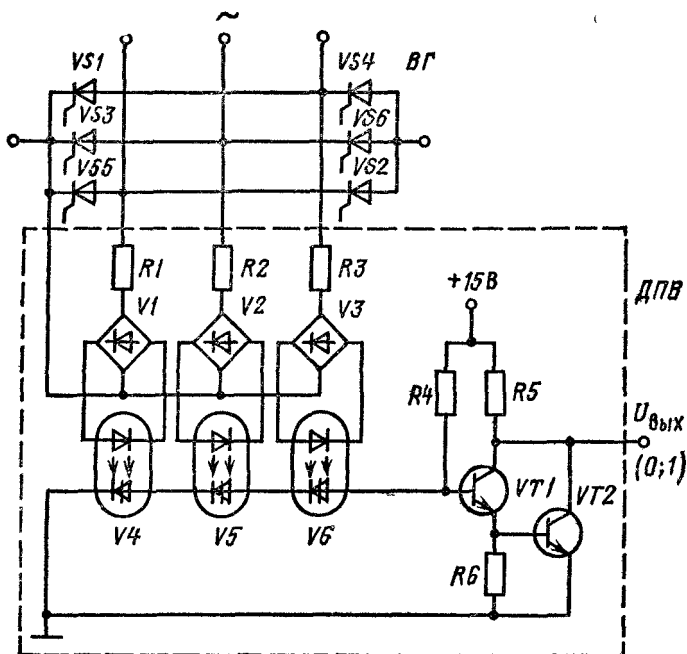


Рис. 6.24. Схема дискретного датчика проводимости вентилей преобразователя

Однако имеются более простые дискретные датчики без усилителей и многоразрядных АЦП. Эти датчики дают информацию только о факте наличия или отсутствия контролируемой величины без оценки ее значения. Выходная величина таких датчиков представляет собой одnorазрядный двоичный сигнал, принимающий одно из двух значений 0 или 1.

Примером подобного датчика может служить датчик наличия тока в вентильной группе ВГ ТП (рис. 6.24). Принцип действия датчика таков, что он реагирует на состояние тиристоров $VS1$, $VS3$, $VS5$ — проводящее или не проводящее. Поэтому он называется датчиком проводимости вентилей ДПВ. Если тиристоры $VS1$, $VS3$, $VS5$ заперты, то мостовая вентильная группа не проводит ток, а вентильные мосты $V1$, $V2$, $V3$, напротив, пропускают ток через диоды оптопар $V4$, $V5$, $V6$. Этот ток обусловлен трехфазным напряжением источника питания ВГ и ограничен сопротивлением резисторов $R1$, $R2$, $R3$. Оптопары пропускают ток от источника с напряжением +15 В через резистор $R4$, при этом напряжение на базе транзистора $VT1$ близко к нулю и транзисторы $VT1$ и $VT2$ заперты.

Выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ максимально, и его значение соответствует логической единице. Если хотя бы один из тиристоров $VS1$, $VS3$, $VS5$ проводит ток, то соответствующая цепь, состоящая из резистора и однофазного моста, оказывается замкнутой накоротко. Ток через диод оптопары обращается в нуль, и оптопара запирается, в результате чего ток через резистор $R4$ не проходит. На базе $VT1$ появляется большое положительное напряжение, переводящее $VT1$ в режим насыщения. Падение напряжения на $R6$ полностью открывает транзистор $VT2$, и выходное напряжение приобретает минимальное значение, близкое к нулю и соответствующее логическому нулю.

Таким образом, рассмотренный ДПВ дает в инверсной форме надежную дискретную информацию о состоянии вентильной группы ТП: при пропускании тока хотя бы одним тиристором на выходе ДПВ выделяется нулевой сигнал, а при отсутствии тока во всех тиристорах на выходе имеет место единичный сигнал. Высокая надежность и точность информации ДПВ обуславливают его широкое применение как датчика нулевого тока в ЛПУ реверсивных ТП с раздельным управлением.

Приведенными примерами не исчерпываются возможные варианты исполнения датчиков напряжения и тока. Так, в отличие от датчиков ДН-2АИ и ДТ-3АИ гальваническая развязка цепей может выполняться не на трансформаторах, а на оптронах. Это упрощает структуру датчиков, так как отпадает необходимость в модуляции и демодуляции промежуточного сигнала. Дальнейшее развитие микроэлектроники отразится, конечно, на элементной базе датчиков, однако в функциональном отношении они сохраняют свою структуру. В составе датчиков напряжения и тока всегда необходимы входная измерительная цепь, потенциальный разделитель, усилительное и согласующее устройства, что отражено на структурных схемах рис. 6.22.

На основе рассмотренных датчиков с использованием регуляторов и согласующих элементов могут составляться схемы датчиков различных величин, непосредственное измерение которых затруднено. В таких датчиках реализуется косвенное выделение измеряемой величины на основании известных соотношений, которые связывают искомую величину с величинами, непосредственно измеряемыми с помощью имеющихся датчиков. Например, датчик мощности цепи постоянного тока можно составить из датчиков напряжения, тока и блока умножения, в котором перемножаются выходные величины датчиков

напряжения и тока. Датчик производной тока якоря можно составить из датчиков ЭДС преобразователя, тока и скорости двигателя, выходные величины которых алгебраически суммируются в усилителе с учетом знаков и коэффициентов, определяемых уравнением якорной цепи системы преобразователь — двигатель. Аналогично могут строиться и комплексные датчики неэлектрических величин — момента, ускорения и т. д.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ ДЛЯ САМОПРОВЕРКИ

Предлагаемые вопросы в сокращенном объеме охватывают все главы книги. Правильные и полные ответы на поставленные вопросы будут свидетельствовать об активном усвоении существа материала, отражаемого в этих вопросах. Представленные вопросы различны по типу и степени трудности: вопросы общего плана по принципам, характеристикам и режимам элементов работы разных групп, сопоставлению элементов одной функциональной группы, вопросы конкретного характера, типа мини-задачи. Желательно пытаться отвечать на вопросы по изученному материалу, не обращаясь к книге. Если ответить на вопрос Вы не в состоянии, тогда просмотрите еще раз изучаемый материал. Если и в этом случае не можете ответить, то следует еще подумать над вопросом и, возможно, восстановить пробелы в Ваших знаниях по дисциплинам, на которые опирается данный раздел,

1.1. Перечислите основные координаты, параметры и характеристики элемента.

1.2. Какую величину целесообразней принять за выходную координату управляемого преобразователя, напряжение или ЭДС и почему?

1.3. Что такое выходное сопротивление и как оно учитывается в схеме замещения и в характеристиках элемента?

1.4. Как изменится статизм внешней характеристики, представленной на рис. 1.10, в, если ЭДС холостого хода (точка a_0) уменьшить вдвое?

1.5. Нарисуйте три внешние характеристики управляемого преобразователя: 1) без обратной связи; 2) с положительной обратной связью по напряжению с критической настройкой; 3) с отрицательной связью при сохранении критической настройки.

2.1. Дайте сопоставление достоинств и недостатков двух управляемых преобразователей: генератора постоянного тока и тиристорного преобразователя.

2.2. Одинаков ли по абсолютному значению будет темп изменения ЭДС генератора при подключении его обмотки возбуждения *ОВ1* к источнику напряжения U_n (см. рис. 2.1) в размагниченном состоянии и при отключении *ОВ1* в намагниченном состоянии?

2.3. Как изменится постоянная времени возбуждения генератора, если изменить последовательное соединение полюсов на параллельное, а напряжение возбuditеля и максимальное значение ЭДС сохранить прежними?

2.4. Напишите выражение для стопорного тока генератора с критическим самовозбуждением при линеаризации начального участка характеристики управления.

2.5. Каким звеном описывается динамика генератора с критическим самовозбуждением без нагрузки в схеме с дополнительным усилителем с ограничением и отрицательной связью по напряжению (см. рис. 2.10)? Какие типы отрицательной связи потребуются, что бы при $k_y = \infty$ генератор выполнял функции П регулятора, ПИ-регулятора?

2.6. Какое влияние оказывает гистерезис в кривой намагничивания генератора на его статические и динамические свойства в схеме с критическим самовозбуждением?

2.7. Для чего требуется и как выполняется синхронизация открывающих импульсов с питающим напряжением в трехфазных ТПН?

2.8. В трехфазных мостовых схемах ТП распространена система синхронизации работы генераторов импульсов, обеспечивающая подачу сдвоенных импульсов (см. рис. 2.17). Какие рекомендации Вы могли бы дать по устройству СИФУ без указанной системы синхронизации?

2.9. Обоснуйте линейность результирующей характеристики управления ТП при косинусоидальной форме опорного напряжения СИФУ. Чем Вы можете объяснить, что, несмотря на это положительное качество, данное СИФУ практически применяется редко, а распространено СИФУ с линейной формой опорного напряжения, дающей нелинейную результирующую характеристику ТП?

2.10. Дана характеристика управления ТП для режимов непрерывного тока, смещенная по оси абсцисс на величину U_0 (см. рис. 2.24, в). Составьте расчетную модель и математическое описание преобразователя, включенного на активно-индуктивную нагрузку (R_n, L_n) с учетом режима прерывности токов.

2.11. Сопоставьте достоинства и недостатки двух управляемых преобразователей: ТПН и ШИП.

2.12. Какой потребуется диапазон изменения угла открывания а ТПН с нулевым проводом для 50 %-ного снижения напряжения на трехфазной симметричной активно-индуктивной нагрузке с активным сопротивлением, равным индуктивному?

2.13. Сформулируйте требования к диапазону изменения угла открывания и ширине открывающего импульса ТПН для регулирования от 100 до 10 % напряжения на нагрузке с переменным $\cos \varphi$.

2.14. Определите стагизм внешней характеристики трехфазного индуктивно-емкостного источника тока в диапазоне изменения напряжения нагрузки от нуля до фазного при добротности реактора $D_L = 50$.

2.15. Оцените оптимальный диапазон допустимого изменения напряжения нагрузки по условию минимальной установленной мощности реактора относительно мощности нагрузки.

2.16. Сопоставьте достоинства и недостатки источников тока двух типов — индуктивно-емкостного и тиристорного — на основе преобразователя с критической положительной связью.

3.1. Назовите основные блоки в составе системы управления автономным инвертором преобразователя частоты, определите функциональное назначение и передаточный коэффициент каждого блока.

3.2. Объясните назначение диодов $VD1—VD6$ в схеме АИТ на рис. 3.3.

3.3. Какие изменения следует внести в схему АИТ, представленную на рис. 3.3, чтобы использовать ее для АИН с углом открытого состояния тиристора $\lambda = \frac{2}{3}$ я.

3.4. Какие углы открытого состояния тиристорov Я имеют место в трехфазных автономных инверторах преобразователей частоты? Чем определяются значения X , применяемые в автономных инверторах?

3.5. Предложите пути улучшения формы выходной координаты (приближения ее к синусоидальной) для преобразователя частоты с автономным инвертором.

3.6. Обоснуйте необходимый закон регулирования угла открывания вентилей и соответствующие ему характеристики управления СИФУ для НПЧ.

3.7. Для вариантов регулирования частоты в диапазонах 30—60 Гц, 0,5—50, 0—25 Гц предложите и обоснуйте типы ПЧ.

4.1. Определите структурную формулу для функции «Равнозначность» на основании таблицы истинности (см. табл. 4.1) и конъюнктивной нормальной формы логической функции. Составьте схему реализации этой функции на основе элементов И—НЕ.

4.2. Определите структурную формулу для функции ИЛИ на основании таблицы истинности (см. табл. 4.1) и дизъюнктивной нормальной формы логической функции. Составьте схему реализации этой функции, используя элементы И—НЕ.

4.3. Можно ли использовать схему рис. 4.9, а для получения

Т-триггера на основе D-триггера со статическим входом (см. рис. 4.7)?

4.4. В чем разница работы Т-триггеров, выполненных по схемам рис. 4.9, а и 4.15, б?

4.5. Составьте схему и изобразите диаграмму работы четырехразрядного распределителя импульсов на основе синхронных JK-триггеров.

4.6. Дешифратор единичного уровня выходных сигналов представлен табл. 4.3 и схемой рис. 4.17. Составьте таблицу истинности, структурные формулы и схему для дешифратора нулевого уровня, для которого нулевой сигнал выходной координаты появляется только при одном определенном наборе входных переменных.

4.7. Чем определяется максимально возможное число выходов дешифратора?

4.8. Составьте схему и структурную формулу для мультиплексора с двумя управляющими (адресными — a_i) и четырьмя сигнальными (информационными — x_i) входами на основе элементов И, ИЛИ, НЕ.

4.9. Поясните, как можно реализовать на мультиплексоре логические функции двух переменных: И, ИЛИ, И—НЕ, ИЛИ—НЕ, «Не-равнозначность».

4.10. Рассматривая разряды a_i адресного числа A за входные переменные, а разряды d_i информационного числа D как логические функции, составить структурные формулы для четырех разрядов диодного ПЗУ, схема которого приведена на рис. 4.29.

4.11. Нарисовать схему диодного ПЗУ 2Х4 бит и расставить диоды так, чтобы реализовать одновременно четыре логические функции: $y=a_0a_1$; $y=a_0+a_1$; $y=a_0a_1+a_0a_1$; $y=a_0a_1+a_0a_1$.

4.12. Составить программу реализации логической функции $y=x_1x_2+x_3+x_1x_3$ с помощью микропроцессора, считая, что переменные x_1, x_2, x_3 поступают из внешнего устройства ввода, а переменная y передается во внешнее устройство вывода.

5.1. Найдите взаимосвязь коэффициентов усиления по прямому и инверсному входам операционного усилителя с обратной связью.

5.2. Приведите схему включения операционного усилителя, работающего в режиме эмиттерного повторителя.

5.3. Найдите условие приближенного равенства коэффициентов усиления по прямому и инверсному входам операционного усилителя с обратной связью.

5.4. Составить схему включения регулятора, реализующего передаточные функции $W_1(p) = \frac{T_1p+1}{T_2p+1}$, $W_2(p) = \frac{(T_1p+1)(T_2p+1)}{T_3p+1}$

5.5. Для схемы включения регулятора с функциональным потенциометром (см. рис. 5.10) составьте ограничения на сопротивления $R_1, R_2, R_3, R_4, R_5, R_6$.

5.6. Как повлияет на работу интегрозадающего устройства (см. рис. 5.12) исчезновение задающего напряжения U_a в процессе нарастания выходного напряжения?

5.7. Как отразится на работе интегрозадающего устройства (см. рис. 5.12) уменьшение сопротивления обратной связи $R_{o,об}$?

5.8. В работе фазового детектора участвуют два напряжения переменного тока: e_y и $e_{оп}$ (см. рис. 5.18). Какие функции выполняют эти напряжения?

5.9. Поясните на основе общего алгоритма работы фазового детектора понятия амплитудного и фазового режимов в его работе.

5.10. Составьте алгоритм и изобразите диаграмму работы образцового фазового детектора, т. е. модулятора на основе расчетной схемы замещения (см. рис. 5.18).

5.11. По каким параметрам и в какой мере различаются сопротивления в разрядах ЦАП, выполненного по схеме рис. 5.24 и 5.25?

5.12. Изобразите характеристику управления трехразрядного реверсивного ЦАП.

5.13. Какими параметрами характеризуются АЦП?

5.14. Сопоставьте достоинства и недостатки АЦП параллельного и последовательного действия.

6.1. Сформулируйте определение режимов работы сельсина и СКВТ.

6.2. Нарисуйте схемы включения сельсина и СКВТ для режима фазовращателя.

6.3. В каком из двух режимов сельсина (СКВТ) — амплитудном или фазовращательном — характеристика управления обладает большими линейностью и диапазоном измеряемого угла поворота?

6.4. Напишите выражение погрешности для цифрового датчика угла.

6.5. Что такое неоднозначность считывания и как она устраняется в цифровых датчиках угла с кодовыми дисками и датчиками индуктосинами?

6.6. Сопоставьте достоинства и недостатки тахогенераторов постоянного и переменного тока.

6.7. Напишите выражения для передаточных коэффициентов тахогенераторов постоянного и переменного тока.

6.8. Напишите выражения передаточных коэффициентов для фотоэлектрического датчика импульсов, а также для цифровых датчиков скорости при двух различных способах осреднения дискретного уровня скорости.

6.9. Назовите основные составные части аналоговых датчиков напряжения и тока и укажите их функциональные назначения.

6.10. Перечислите основные составные части цифровых датчиков напряжения и тока, укажите их функциональные назначения,

6.11. Чем определяются передаточные коэффициенты датчиков напряжения и тока?

6.12. Проведите сравнительный анализ точности измерения тока и напряжения в цифровых и аналоговых датчиках.

6.13. Объясните принцип действия дискретного датчика проводимости вентилей. Каковы его достоинства и недостатки по сравнению с цифровым датчиком тока?

6.14. Как с помощью цифрового датчика угла построить цифровой датчик рассогласования?

6.15. Приведите примеры элементов, в составе которых применяются отдельно фазовый детектор, АЦП, ЦАП.

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

ТЕХНИЧЕСКИЕ ДАННЫЕ ТИПОВЫХ УПРАВЛЯЕМЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НАПЯЖЕНИЯ

Таблица П2.1. Генераторы постоянного тока

Тип генератора	$I_{ном}, А$	w_y	$R_y, Ом$	$w_o, в3$	$R_o, в3, Ом$	$w_o, в1$	$R_o, в1, Ом$
П42	15,7	513	1	39	0,294	1350	180
П51	21,7	434	0,56	35	0,112	1300	120
П52	28,2	341	0,395	16	0,04	1250	152
П61	39	341	0,25	15	0,04	1500	120
П62	50	248	0,182	14	0,028	1400	120
П71	69,5	297	0,224	6	0,0115	950	43
П72	91,3	210	0,132	5	0,0072	950	50
П81	117	222	0,110	4	0,0048	1350	69,5
П82	152	145	0,0502	3	0,00308	1600	27,2
П91	217	145	0,0355	4	0,00327	1000	44
П92	304	105	0,0209	3	0,00169	1000	48,4
П101	391	93	0,013	3	0,00161	950	37,8
П102	478	138	0,0095	2	0,00105	850	32,9
П111	635	126	0,00655	2	0,00077	850	28
П112	826	100	0,00427	1	0,00045	750	24

Примечания: 1. В таблице приняты обозначения: w_y — число витков обмотки якоря; R_y — сопротивление якоря, Ом; $w_o, в3$, $R_o, в3$ — число витков на полюс и сопротивление обмотки последовательного возбуждения; $w_o, в1$, $R_o, в1$ — число витков на полюс и сопротивление обмотки независимого возбуждения.

2. $U_{ном} = 230 В$; $n_{ном} = 1450 об/мин$; $2p = 4$; $2a = 2$ для всех генераторов, за исключением П111 и П112, для которых $2a = 4$.

Т а б л и ц а П2.2. Кривые намагничивания генераторов

П42	F, A	200	400	600	800	1000	1200	1600	2000
	$\Phi, Bб$	0,0012	0,00225	0,0032	0,0040	0,0045	0,0049	0,00545	0,0058
П51	F, A	400	800	1200	1600	2000	2400	3200	4000
	$\Phi, Bб$	0,0022	0,0039	0,0051	0,00575	0,0062	0,0066	0,0070	0,00725
П52	F, A	400	800	1200	1600	2000	2400	3200	3800
	$\Phi, Bб$	0,0029	0,0053	0,007	0,0078	0,0083	0,0088	0,00965	0,01

$u_K, \%$	3,4	3,8	5,6	4,75	6,4	6	6	5,7	5,5	5,3	5,6	1,4	2,3	4,5	6,3	8,2	13,5
$X_T, Ом$	0,023	0,059	0,04	0,065	0,03	0,017	0,017	0,05	0,01	0,031	0,12	0,08	0,1	0,12	0,1	0,09	0,13

П161	F, A Ф, B6	400 0,0031	800 0,0052	1200 0,0065	1600 0,0073	2000 0,0079	2400 0,0083	2800 0,0087	3200 0,0089
П162	F, A Ф, B6	400 0,0035	800 0,0063	1200 0,0063	1600 0,0097	2000 0,0105	2400 0,0110	2800 0,0114	3200 0,0116
П171	F, A Ф, B6	1000 0,0031	2000 0,0053	3000 0,00687	4000 0,0081	5000 0,0088	6000 0,0094	8000 0,0103	12000 0,0112
П172	F, A Ф, B6	1000 0,0035	2000 0,00625	3000 0,0065	4000 0,0103	6000 0,0123	8000 0,0135	10 000 0,0141	14 000 0,0147
П181	F, A Ф, B6	1000 0,0035	2000 0,0063	3000 0,0085	4000 0,01	6000 0,0121	8000 0,0137	10 000 0,0147	14 000 0,0162
П182	F, A Ф, B6	1000 0,005	2000 0,0096	3000 0,0112	4000 0,0147	5000 0,0154	6000 0,016	8000 0,0194	10 000 0,02
П191	F, A Ф, B6	800 0,006	1600 0,0105	2400 0,0147	3200 0,017	4000 0,0185	5600 0,0205	7200 0,0215	0 0,0005
П192	F, A Ф, B6	800 0,008	1600 0,015	2400 0,0196	3200 0,0228	4000 0,0245	5600 0,027	7200 0,0285	0 0,001
П1101	F, A Ф, B6	800 0,007	1600 0,013	2400 0,0185	3200 0,023	4000 0,0265	5600 0,03	7200 0,032	0 0,001
П1102	F, A Ф, B6	800 0,0085	1600 0,0167	2400 0,024	3200 0,0305	4000 0,034	5600 0,0385	7200 0,041	0 0,001
П1111	F, A Ф, B6	800 0,0095	1600 0,018	2400 0,0265	3200 0,032	4000 0,036	5600 0,041	7200 0,0435	0 0,001
П1112	F, A Ф, B6	1000 0,011	2000 0,022	3000 0,0335	4000 0,041	5000 0,0465	6000 0,05	7000 0,0525	8000 0,0545

Таблица П23. Комплектные тиристорные преобразователи серии КПТ

Тип преобразователя	$I_{\text{ном}}, \text{A}$	$U_{\text{ном}}, \text{В}$	Тип трансформатора (реактора)	$R_{\text{т}}, \text{Ом}$
КПТР-230/40-ТН	40	230	ТСО-230/40-Н1	0,32
КПТР-230/63-ТМ	63	230	ТСО-230/63-М1	0,065
КПТР-230/63-ТН	63	230	ТСО-230/63-Н1	0,14
КПТР-230/100-ТМ	100	230	ТСО-230/100М1	0,023
КПТР-230/100-ТН	100	230	ТСО-230/100Н1	0,09
КПТР-230/160-ТН	160	230	ТСО-230/100Н1	0,054
КПТР-230/160 ТН	160	230	ТСО-230/160-Н1	0,054
КПТР-230/250-ТМ	250	230	ТСО-230/250-М1	0,014
КПТР-230/250-ТН	250	230	ТСО-230/250-Н1	0,02
КПТР-230/320-ТМ	320	230	ТСО-230/320-М1	0,007
КПТР-230/320-ТМ	320	230	ТСО-230/320-Н1	0,016
КПТР-460/40-РМ	40	460	РС-40/1,4	0,083
КПТР-460/63-РМ	63	460	РС-63/2,3	0,097
КПТР-460—100-РМ	100	460	РС-100/4,5	0,12
КПТР-460/160-РМ	163	460	РС-160/6,3	0,1
КПТР-460/250-РМ	250	460	РС-250/8,2	0,089
КПТР-460/320-РМ	320	460	РС-320/13,5	0,11

Т а б л и ц а П2.4. Комплектные тиристорные преобразователи серии БТУ

Тип преобразователя	$I_{\text{ном}}, \text{А}$	$U_{\text{ном}}, \text{В}$	Тип трансформатора (рекомендуемого)	$P_{\text{х,х}}, \text{Вт}$	$P_{\text{к,з}}, \text{Вт}$	$\alpha_{\text{к}}, \%$
БТУ3501-36	40	230 460	ТС-10 (ТТ14) Реактор	155	333	4,8
БТУ3501-40	100	230 460	ТС-25 (ТСЗР63) Реактор	300	670	5,1
БТУ3501-43	200	230 460	ТСЗ-63 Реактор	605	1300	4,4
БТУ3501-46	400	230 460	ТСЗП-200 Реактор	—	—	—
БТУ3501-48	630	230 460	ТСЗП-200 Реактор	—	—	—

Т а б л и ц а П2.5. Широтно-импульсные преобразователи постоянного тока

Тип преобразователя	$I_{\text{ном}}, \text{А}$	$U_{\text{ном}}, \text{А}$	$I_{\text{max}}, \text{А}$	Диапазон регулируемого напряжения	Тип силовых вентилялей	Частота коммутации, 1/Гц
ЭТШМ-0,5М	7	110	45	6000:1	Тиристоры	2
ЭТШУ-3	22	220/110	120	10 000:1		0,5
ЭТШМ-2	30	60	120	10 000:1		1
ЭШИР-4	22	220/110	120	30 000:1		0,5
ЭШИР-1А	16	140	50	10 000:1	Транзисторы	4
ЭШИР-60	6	60	25			
ЭТЭК	16	150	40			
ЭШИМ-1	8	60	20	10 000:1		—
	16	150	40			
	40	180	100			
	25	220	63			

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Теория автоматического управления/А. В. Нетушил, А. В. Балтрушевич, Е. Б. Пастернак и др.; Под ред. А. В. Нетушила. М.: Высшая школа. 1976. 400 С.
2. Справочник по преобразовательной технике/Под ред. И. М. Чиженко. Киев: Техніка. 1978. 446 С.
3. **Тиристорные** преобразователи частоты в электроприводе/А. Я. Бернштейн, Ю. М. Гусяцкий, А. В. Кудрявцев, Р. С. Сарбатов; Под ред. Р. С. Сарбатова. М.: Энергия. 1980. 328 С.
4. Терехов В. М. Элементы систем автоматизированного электропривода. Силовые элементы. М.: МЭИ. 1977. 79 С.
5. Терехов В. М. Учебное пособие по курсу «Элементы систем автоматизированного электропривода». Управляющие элементы. М.: МЭИ. 1978. 64 С.
6. Хрущев В. В. Электрические микромашины автоматических устройств. М.: Энергия. 1976. 384 С.
7. Бочаров Л. Н. Инверсное включение транзистора. М.: Энергия. 1975. 56 С.
8. **Слежановский О. В.**, Бирюков А. В., Хуторецкий В. М. Устройства унифицированной блочной системы регулирования дискретного типа УБСР-Д. М.: Энергия. 1975. 256 С.
9. Проектирование бесконтактных управляющих логических устройств промышленной автоматики/Г. Р. Грейнер, В. П. Ильяшенко, В. П. Май и др. М.: Энергия. 1977. 384 С.
10. Агахаиян Т. М. Интегральные микросхемы. М.: Энергоатомиздат. 1983. 464 С.
11. Титце **У.**, Шенк **К.** Полупроводниковая схемотехника: Пер. с нем./Под ред. А. Г. Алексенко. М.: Мир. 1983. 512 С.
12. Микросхемы и их применение: Справ. пособие/В. А. Батушев, В. Н. Вениаминов, В. Г. Ковалев и др. М.: Радио и связь. 1983. 272 С.
13. Балашов Е. П., Пузанков Д. В. Микропроцессоры и микропроцессорные системы. М.: Радио и связь. 1981. 328 С.
14. Гитис Э. **И.**, Пискунов Е. А. Аналого-цифровые преобразователи. М.: Энергоиздат. 1981. 360 С.
15. Вульвет Дж. Датчики в цифровых системах: Пер. с англ./Под ред. А. С. Яроменка. М.: Энергоиздат. 1981. 200 С.
16. Шипило В. П. Автоматизированный вентильный электропривод. М.: Энергия. 1969. 400 С.
17. Автоматизированные электроприводы постоянного тока с широтно-импульсными преобразователями/М. Е. Гольц, А. Б. Гудзенко, В. М. Остреров, Л. А. Шпиглер. М.: Энергия. 1972. 112 С.
18. Ильинский Н. **Ф.** Элементы теории и применение электроприводов со свойствами управляемого «источника момента»//Электро-техника. 1974. № 10. С. 45—48.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

А

- Алгоритм** считывания 187
— управления ключами 165

Б

- Блок** входной 12, 16
— выходной 12, 13
— нагрузки 12
— операций 132
— управления 48, 132

В

- Вектор** пространственный 83, 89
— ЭДС ПЧ 86
Вентили силовые 65
Воздействие возмущающее 9

Г

- Генератор** задающий 82
— импульсов 46
— опорных напряжений 46, 65
— с критическим самовозбуждением 35
— тактовых импульсов 141, 204
Группа вентильная 43, 49, 52

Д

- Датчик** импульсов 199
— напряжения 203
— проводимости вентилей 203
— рассогласования 183
— скорости 191, 199
— тока 203
— угла 175
Детектор фазовый 164

- Дешифратор** 113
Диаграмма векторная 75, 76, 180, 194
— очередности открывания тиристоров 45, 48
Дизъюнкция 103

З

- * **Задатчик** интенсивности 157
— цифровой 161
Закон алгебры логики 102
— коммутации ключей 65, 66
Звено апериодическое 38, 62
— интегрирующее 38
— с чистым запаздыванием 62

И

- Инверсия** 101
Инвертор автономный напряжения 81, 86
— тока 81, 84
Индуктосин 183
Источник напряжения 21
— тока 22, 74

К

- Ключ** 166
— вентильный 65
— функциональный 165
— электронный 170
Коммутатор вентильный 65
— тиристорный 67
Компаратор 122
Конституент единицы 103
— нуля 105
Конъюнкция 101
Координата внешняя 9
— внутренняя 10
Коэффициент передаточный 13

Коэффициент передаточный — тиристорного преобразователя 62

АЦП 173

генератора 29

датчика рассогласования

185
— сельсина 178
— тахогенератора 192, 198
— усиления 20, 59, 147
— форсировки 33

Л

Линеаризация характеристики 16, 59

М

Матрица накопительная 125

— резисторная 171

— программируемая логическая 129

Метод расчета характеристик графический 69, 36, 55

Микропроцессор 131

Многополюсник 9

Модель элемента 9, 2

Мультиплексор 115

Н

Нагрузка элемента 9, 12

Неравнозначность 101

О

Обмотка генератора 27

Оптопара 208

П

Погрешность сельсина 178

— СКВТ 182

— тахогенератора 192, 199

— цифрового датчика скорости 202

— угла 189

Преобразователь аналого-цифровой 172

— напряжения переменного тока тиристорный 70

— функциональный 81

— цифро-аналоговый 169

— широтно-импульсный 68

Постоянная времени генератора 31

Р

Равнозначность 101

Распределитель импульсов 82, ИЗ

Регистр сдвига 124

— хранения 123

Регулятор интегральный 149

— пропорционально-дифференциальный 151

— пропорционально-интегрально-дифференциальный 152

— пропорциональный 149

Режим амплитудный 164, 171

— прерывистых токов 57

— фазовращателя 179, 182

— фазовый 164

С

Самовозбуждение критическое

Свойство идентичности входов 81

Связь обратная отрицательная 18, 34

— положительная 21

Симметрирование 181

Система импульсно-фазового управления 41, 73

— управления инвертором 81

Сопровождение элемента входное 81

— выходное 15, 16

Статизм внешней характеристики 18

Сумматор 119

Схема структурная управляемого преобразователя 17

— элемента 16

Счетчик двоичный 116

— реверсивный 118

Т

Теорема разложения 103

Триггер двухступенчатый 109

— синхронный 108

— со счетным входом 110

— универсальный 112

У		— управления 10, 13	
Усилитель операционный 146		генератора 28, 30, 37	
— с ограничением по выходу		тиристорного преобразо-	
17		вателя 54	
Устройство запоминающее 127		ШИП 69	
— данных 133			
— команд 133			Ч
— оперативное 127, 141			
— постоянное 127, 128, 141			
— сверхоперативное 140		Частота двоичного счетчика	
— логическое переключающее		1	
со 1, 1с		— распределителя импульсов	
		ИЗ	
		— тактирования 139	
Ф			
Форма дизъюнктивная нор-			
мальная 104			Ш
— конъюнктивная нормальная			
105		Шина данных 126, 127	А
Формула структурная логиче-		— управления 126, 141	9
ских функций 103, 104		Шифратор 115	1
— ЛПУ 53			j
Форсирование переходных про-			1
цессов генератора 33			1
Х		Э	
Характеристика внешняя 10,		Элемент 5	
22, 37, 57, 68		— силовой 7	
		— управляющий 7	

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие,	3
Глава первая. Параметры и характеристики элементов	5
1.1. Понятие и классификация элементов	5
1.2. Основные координаты и характеристики элементов	9
1.3. Формирование характеристик с помощью обратной связи по выходной координате.	17
Глава вторая. Управляемые преобразователи напряжения и тока	25
2.1. Генераторы постоянного тока	25
2.2. Вентильные преобразователи напряжения постоянного тока	40
2.3. Индуктивно-емкостные преобразователи тока	74
Глава третья. Преобразователи частоты	80
3.1. Трехфазные преобразователи частоты с автономными инверторами	80
3.2. Непосредственные преобразователи частоты	91
Глава четвертая. Логические и вычислительные элементы управления дискретного действия	88
4.1. Логические элементы	98
4.2. Типовые цифровые узлы.	112
4.3. Микропроцессор — комплексный цифровой элемент высшего функционального уровня.	131
Глава пятая. Унифицированные блоки систем регулирования.	144
5.1. Регуляторы	144
5.2. Согласующие элементы.	163
Глава шестая. Датчики	175
6.1. Датчики угла и рассогласования.	175
6.2. Датчики скорости.	191
6.3. Датчики электрических величин.	203
Приложение 1. Контрольные вопросы для самопроверки	210
Приложение 2. Технические данные типовых управляемых преобразователей напряжения	215
Список литературы.	219
Предметный указатель	220

УЧЕБНИК

Владимир Михайлович Терехов

ЭЛЕМЕНТЫ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Редактор В. Л. Кацевич

Редактор издательства Л. А. Решмина

Художественные редакторы В. А. Гозак-Хозак,

Ю. В. Созанская

Технический редактор Н. П. Собакина

Корректор Г. А. Полонская

ИБ № 1305

Сдано в набор 31.03.87. Подписано в печать 23.07.87. Т-16508. Формат 84×108^{1/32}. Бумага типографская № 2. Гарнитура литературная. Печать высокая. Усл. печ. л. 11,76. Усл. кр.-отт. 11,97. Уч. изд. л. 12,08. Тираж 25 000 экз. Заказ 831. Цена 40 к.

Энергоатомиздат, 113114, Москва. М 114", Шлюзовая наб., 10

Владимирская типография Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли, 690090, г. Владимир, Октябрьский проспект, д. 7