

ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ПО ОБРАЗОВАНИЮ
МОСКОВСКИЙ ИНЖЕНЕРНО-ФИЗИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ
(ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ)

В. П. Михеев, В. И. Выжимов

Исполнительные устройства автоматических систем

Учебное пособие

*Рекомендовано УМО «Ядерные физика и технологии»
в качестве учебного пособия
для студентов высших учебных заведений*

Москва 2008

УДК 681.5(075)
ББК 32.965я7
М69

Михеев В. П., Выжимов В. И. Исполнительные устройства автоматических систем: Учебное пособие. - М.:МИФИ, 2008.-332с.

Рассматриваются исполнительные устройства, широко используемые в системах автоматического управления: электромагнитные механизмы, электромашинные и тиристорные усилители, электрические и гидropневмодвигатели. Анализируются их статические характеристики как преобразователей энергии. Рассматриваются методы управления выходными параметрами. Учебное пособие предназначено для студентов, специализирующихся по электронике и автоматике физических установок, поддерживает курс «Теоретические основы специальности: элементная база автоматических систем», читаемый на кафедре Автоматики МИФИ

Учебное пособие подготовлено в рамках
Инновационной образовательной программы.

Рецензент доц., канд. техн. наук Нечаев Н.Н.

Печать пособия выполнена в соответствии с
оригиналом – макетом, представленным автором.

ISBN 978-5-7262-0940-1

© Московский инженерно-физический институт
(государственный университет), 2008

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	7
1. Преобразователи сигналов в автоматических системах.....	8
1.1. Структура систем автоматического управления.....	8
1.2. Классификация преобразователей.....	10
1.3. Статические характеристики преобразователей.....	12
1.3.1. Регулировочная характеристика.....	14
1.3.2. Внешняя характеристика.....	17
1.3.3. Характеристики нагрузки и статическая устойчивость.....	20
1.4. Преобразователи дискретного действия.....	24
2. Электромагнитные устройства	31
2.1. Неревверсивные ЭММ постоянного тока.....	31
2.1.1. Принцип действия. Структурная схема ЭММ.....	31
2.1.2. Статические характеристики ЭММ.....	33
2.2. ЭММ переменного тока.....	39
2.2.1. Статические характеристики ЭММ переменного тока	39
2.2.2. Конструктивные особенности ЭММ переменного тока.....	43
2.3. Ревверсивные электромагнитные механизмы.....	46
2.3.1. Принцип действия реверсивных ЭММ.....	46
2.3.2. Статические характеристики реверсивных ЭММ.....	48
2.4. Временные характеристики ЭММ.....	52
2.4.1. Переходные процессы в ЭММ при срабатывании.....	52
2.4.2. Переходные процессы в ЭММ при отпуске.....	55
2.4.3. Изменение временных характеристик ЭММ.....	57
2.5. Области применения и конструкции электромагнитных устройств.....	61
2.5.1. Силовые электромагниты.....	61
2.5.2. Электромагнитные реле.....	65
2.5.3. Контактторы.....	74
2.5.4. Контакты коммутирующей аппаратуры.....	75
3. Электромашинные усилители.....	86
3.1. Генераторы независимого возбуждения.....	87
3.1.1. Конструкция и принцип действия ГНВ.....	87
3.1.2. Реакция якоря	93
3.1.3. Статические характеристики ГНВ.....	96

3.2. Электромашинные усилители поперечного поля.....	100
3.2.1. Принцип действия.....	101
3.2.2. Статические характеристики ЭМУ.....	104
4. Тиристорные усилители.....	111
4.1. Принцип действия тиристорного усилителя (ТУ).....	111
4.1.1. Принцип работы тиристора.....	111
4.1.2. Согласование тиристора с нагрузкой.....	116
4.1.3. Структурная схема ТУ.....	121
4.1.4. Классификация схем ТУ.....	122
4.2. Тиристорные блоки с выходом на переменном токе.....	125
4.2.1. Статические характеристики ТБ при активной нагрузке.....	125
4.2.2. Статические характеристики ТБ при индуктивной нагрузке.....	126
4.2.3. Статические характеристики ТБ при смешанной ($R-L$) нагрузке.....	129
4.2.4. Реверсивные ТБ переменного тока.....	133
4.3. Тиристорные блоки с выходом на выпрямленном токе.....	136
4.3.1. Статические характеристики однотактной схемы ТБ при различных видах нагрузки.....	136
4.3.2. Статические характеристики двухтактной схемы ТБ при различных видах нагрузки.....	144
4.3.3. Улучшение статических характеристик Б.....	153
4.3.4. Реверсивные ТБ постоянного тока.....	161
4.4. Схемы управления тиристорными блоками.....	163
4.4.1. Блоки управления тиристорными ключами.....	164
4.4.2. Блоки управления тиристорных усилителей.....	167
5. Исполнительные электрические двигатели.....	173
5.1. Классификация электрических двигателей.....	173
5.2. Исполнительные двигатели постоянного тока (ИДПТ).....	176
5.2.1. Конструкция и принцип действия.....	176
5.2.2. Структурная схема.....	178
5.2.3. Способы управления ИДПТ.....	180
5.2.4. Тормозные и пусковые режимы ИДПТ.....	195
5.2.5. Импульсное управление ИДПТ.....	206
5.2.6. Динамические характеристики ИДПТ.....	218
5.2.7. Конструктивные разновидности ИДПТ.....	220
5.2.8. Универсальные коллекторные двигатели.....	226

5.3. Асинхронные двигатели.....	230
5.3.1. Принцип действия асинхронного двигателя.....	230
5.3.2. Структурная схема АСД.....	232
5.3.3. Схема замещения асинхронного двигателя.....	236
5.3.4. Механические характеристики АСД.....	239
5.3.5. Методы управления АСД при круговом поле.....	241
5.3.6. Методы управления АСД при эллиптическом поле.....	245
5.3.7. Тормозные и пусковые режимы АСД.....	255
5.3.8. Конструктивные разновидности АСД.....	258
5.4. Синхронные двигатели.....	260
5.4.1. Синхронные двигатели с активным ротором.....	260
5.4.2. Реактивные синхронные двигатели.....	262
5.4.3. Синхронные гистерезисные двигатели.....	268
5.4.4. Шаговые двигатели.....	272
6. Гидропневмодвигатели.....	282
6.1. Общие положения и структурные схемы гидропневмомашин.....	282
6.2. Основные соотношения в гидравлических цепях.....	285
6.3. Принцип действия и конструкции гидропневмомашин.....	288
6.3.1. Определения и классификация.....	288
6.3.2. Гидропневмомашины с линейным перемещением.....	289
6.3.3. Шестеренчатые гидромашины.....	292
6.3.4. Поршневые гидромашины вращательного действия радиального типа.....	294
6.3.5. Поршневые гидромашины вращательного действия аксиального типа.....	296
6.4. Статические характеристики гидропневмомашин.....	299
6.4.1. Статические характеристики управляемых насосов.....	299
6.4.2. Статические характеристики гидропневмодвигате- лей.....	304
6.5. Гидравлические и пневматические управляющие устройства.....	308
6.5.1. Золотниковые управляющие устройства.....	309
6.5.2. Статические характеристики золотниковых устройств.....	313
6.5.3. Управляющее устройство типа «сопло-заслонка».....	319

6.5.4. Статические характеристики устройства типа «сопло-заслонка».....	322
6.5.5. Управляющее устройство типа "струйная трубка"	325
Список литературы.....	330

Предисловие

За прошедшие годы техника, а с ней и элементная база автоматических систем, проделала огромный путь от ламповых и релейных схем до современных микропроцессорных систем. Однако основы курса, заложенные Виноградовым Д. К., не утратили своей актуальности и по сей день. Дело в том, что он акцентировал внимание на принципиальных основах работы тех или иных устройств, которые являются наименее изменяемой частью технических систем.

Авторы данного учебного пособия в разное время студентами прослушали курс лекций Виноградова Д. К. и с благодарностью вспоминают о нем.

Главы 2, 3, 4 и 5 написаны доцентом Михеевым В. П., а главы 1 и 6 – совместно с доцентом Выжимовым В. И.

1. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ СИГНАЛОВ В АВТОМАТИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

Любая система автоматического управления (САУ) представляет собой совокупность элементов и узлов, между которыми существует энергетические и информационные связи. Разделение связей на энергетические и информационные весьма условно, так как носителем информации является сигнал, который обладает определенной энергией. Таким образом, элементы, входящие в САУ, являются преобразователями энергии. Работа преобразователя в системе определяется его характеристиками: статическими и динамическими. Динамические характеристики изучаются в теории автоматического управления (ТАУ). В настоящем пособии при изучении элементов автоматических систем мы ограничимся статическими характеристиками, которые также во многом определяют свойства системы.

1.1. Структура систем автоматического управления

Рассмотрим в качестве объекта управления (ОУ) термостат, в котором надо регулировать температуру. Если в качестве регулирующего органа (РО) в термостате используется нагревательный элемент, представляющий собой постоянное активное сопротивление, то, изменяя с помощью усилителя мощности прикладываемое к этому сопротивлению напряжение или протекающий по нему ток, можно изменять величину электрической мощности, переходящей в тепло и, следовательно, изменять температуру в термостате. Регулирование осуществляется изменением потока энергии, подводимой к объекту.

Выходная величина объекта управления в самом общем случае представляет собой поток энергии или вещества, и управление, регулирование выходной величины сводится по существу к изменению этого потока. Для того, чтобы управление было возможно, ОУ должен содержать устройство, способное изменять его выходную величину. Такое устройство называется *регулирующим органом*.

Для контроля текущего значения регулируемой величины объект должен быть снабжен чувствительным элементом (ЧЭ),

(датчиком Д). Назначение датчика – измерить величину регулируемого параметра и преобразовать его в сигнал, удобный для дальнейшей передачи и обработки; таким сигналом, как правило, является электрический сигнал.

Из принципа действия системы следует, что в системе обязателен элемент сравнения (ЭС), вырабатывающий сигнал, пропорциональный разности текущего и заданного значений регулируемой величины.

Для изменения состояния РО служит исполнительное устройство (ИУ). В качестве ИУ может быть использован или усилитель мощности, или исполнительный двигатель. Заметим, что для управления двигателем может потребоваться усилитель мощности. Поясним сказанное примером.

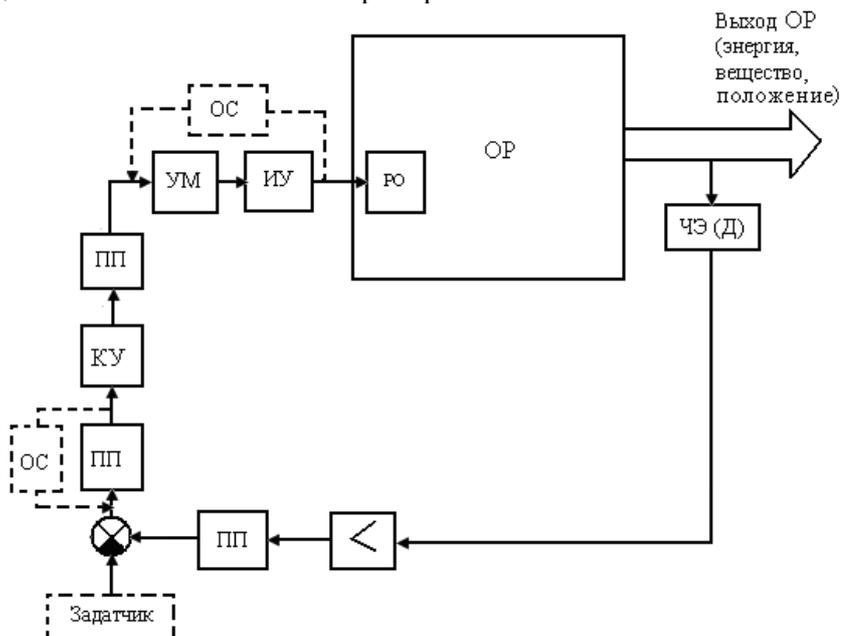


Рис. 1.1

Кроме перечисленных выше элементов – регулирующего органа, элемента сравнения, исполнительного устройства, усилителя мощности – в систему могут входить и другие элементы:

промежуточные преобразователи (ПП) и усилители, источники питания, устройства сигнализации и защиты, корректирующие устройства (КУ), обеспечивающие необходимый вид статических и динамических характеристик, и т. д. Исходя из этого, структурную схему САУ можно представить в виде, показанном на рис. 1.1.

Структура САУ, показанная на рис. 1.1, представляет собой замкнутую систему, систему с обратной связью.

Понятие *обратной связи* (ОС) является едва ли не определяющим в САУ. Под обратной связью понимается воздействие выходной величины на вход. Воздействие выхода управляемой системы (сигнал с датчика) на вход управляющей (через элемент сравнения) обеспечивает возможность работы САУ и называется *главной обратной связью*. Кроме главной ОС в системе могут применяться местные ОС, охватывающие группы и даже отдельные элементы с целью улучшения их характеристик.

Перечисленные элементы САУ, названные по их назначению в системе, можно считать классификацией преобразователей по их *месту в системе*.

1.2. Классификация преобразователей

Кроме классификации по функциональному признаку, по месту и назначению в системе, рассмотренной выше, преобразователи могут быть классифицированы по ряду других признаков. Назовем основные энергетические признаки: вид энергии, лежащей в основе работы преобразователя; однородность энергии входного и выходного сигналов; наличие источника вспомогательной энергии; обратимость. Можно провести также классификацию по виду статических и динамических характеристик; по виду сигналов на входе и выходе преобразователя.

Передача информации не может осуществляться без передачи энергии, причем ни количество информации, ни ее сущность не зависят от вида энергии.

Если энергия входного и выходного сигналов имеет одну физическую природу, то такой преобразователь называют *однородным*, если физическая природа различна – *неоднородным*. Например, трансформатор – однородный (электрический) преобразователь, а электродвигатель – неоднородный (электро-

механический); редуктор – однородный (механический), а насос – неоднородный (гидро- или пневмомеханический).

При отсутствии *источника вспомогательной энергии* вся энергия выходного сигнала обусловлена входным сигналом. Такой преобразователь называется *пассивным* (рис. 1.2, а). Поскольку всегда существуют энергетические потери внутри самого преобразователя, то мощность выходного сигнала $N_{\text{вых}}$ обязательно меньше входной $N_{\text{вых}} < N_{\text{вх}}$. Коэффициент полезного действия таких преобразователей

$$\eta = \frac{N_{\text{вых}}}{N_{\text{вх}}} < 1.$$

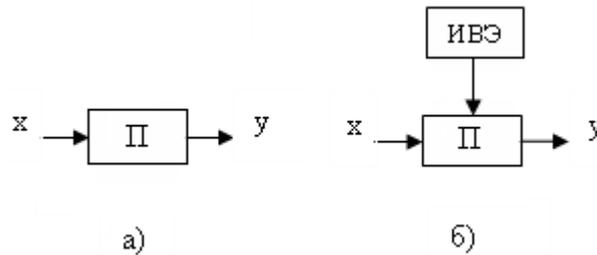


Рис. 1.2

В том случае, когда преобразователь имеет источник вспомогательной энергии (ИВЭ) (рис. 1.2, б) и входной сигнал регулирует подачу энергии от этого источника к нагрузке, то имеется возможность обеспечить $N_{\text{вых}} > N_{\text{вх}}$, т.е. преобразователь становится усилителем и для оценки его работы вводится

$$\text{коэффициент усиления по мощности } K_N = \frac{N_{\text{вых}}}{N_{\text{вх}}} > 1.$$

Преобразователи, имеющие источник вспомогательной энергии, называют *активными*.

Из сказанного следует, что трансформатор, например, не является усилителем, даже если выходное напряжение больше входного, так как он относится к пассивным преобразователям, и мощность выходного сигнала всегда меньше входной мощности за счет внутренних потерь.

Классификация по признаку *обратимости*. Под обратимостью понимают способность преобразователя передавать энергию не

только от входа к выходу, но и в обратном направлении, т.е. способность не только отдавать энергию в нагрузку, но и отбирать ее от нагрузки. Для того, чтобы свойство обратимости могло проявиться, нагрузка должна обладать определенными свойствами – содержать собственный источник энергии. Такая нагрузка называется активной. Примеры активной нагрузки для электрических преобразователей: аккумулятор, противоЭДС двигателя; если напряжение на выходе преобразователя меньше напряжения ЭДС нагрузки, то в случае обратимого преобразователя ток потечет от нагрузки к преобразователю, т.е. в обратном направлении. Для механических преобразователей примером активной нагрузки является опускаемый груз.

В большинстве случаев обратимыми являются пассивные преобразователи при их работе на активную нагрузку. В активных преобразователях при работе на активную нагрузку обратимость может проявиться в передаче энергии от нагрузки не на вход, а на источник вспомогательной энергии. Передача энергии в необратимых и обратимых преобразователях поясняется рис.1.3.

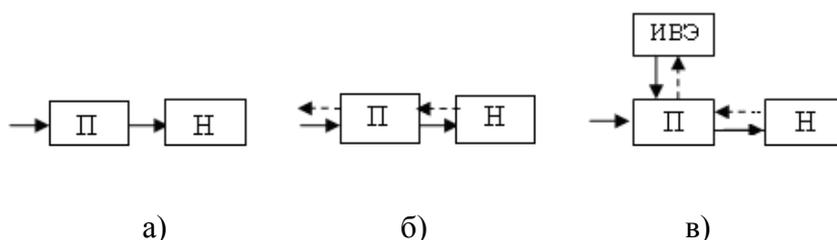


Рис. 1.3

1.3. Статические характеристики преобразователей

Преобразование входного сигнала $x(t)$ в выходную величину $y(t)$ может осуществляться по различным законам. Уравнение, описывающее закон преобразования, определяет его функциональную динамическую характеристику $y(t) = f[x(t)]$. В общем случае физическая природа $x(t)$ и $y(t)$ может быть различна (неоднородные преобразователи). Кроме того, даже для одного и того же устройства в зависимости от его назначения может быть

изменена одна или даже обе эти величины. Например, для двигателя за выходную величину можно принять или скорость вращения вала, или развиваемый момент, а за входную – прикладываемое к его обмотке напряжение или протекающий по ней ток. В реальных преобразователях величина выходного сигнала может зависеть не только от $x(t)$, но и от условий работы (выходная мощность, нагрузка, температура и т.д.), т.е. в самом общем случае рассматриваемая характеристика представляет собой функцию многих переменных: $y(t) = f[x(t), N(t), z_H(t), \theta^0(t) \dots]$.

В соответствии с ранее высказанным замечанием, ограничим рассмотрение только наиболее сильно действующим фактором. Таким фактором является выходная мощность, которая зависит от величины нагрузки.

Мощность всегда пропорциональна произведению двух параметров сигнала. Для электрических преобразователей это произведение тока на напряжение $N=UI$, для механических – произведение силы (момента) на скорость $N=Fv$, $N=M\omega$ (линейную v или угловую ω соответственно), для гидро-пневмопреобразователей – произведение давления P на расход Q $N=PQ$ и т.д.

Если в общем виде y – выходной сигнал, то для того чтобы охарактеризовать его мощность, надо ввести еще один параметр z , удовлетворяющий условию $N=yz$. Величина z называется нагрузочным параметром. Следует особо подчеркнуть, что нагрузочный параметр не есть собственно нагрузка. Используя понятие нагрузочного параметра, представим функциональную характеристику в виде $y(t) = f[x(t), z(t)]$.

Далее будем считать, что все переменные, входящие в уравнение функциональной характеристики, изменяются столь медленно, что инерционностью преобразователя можно пренебречь. Тогда функцию $y = f(x, z)$ можно считать *статической* функциональной характеристикой преобразователя. Для удобства анализа и графического представления ее разбивают на два взаимосвязанных семейства статических характеристик: регулировочных и внешних, $y = f(x)$ при $z = \text{const}$ и $y = f(z)$ при $x = \text{const}$ соответственно.

1.3.1. Регулировочная характеристика

Статическая зависимость выходного сигнала от входного при постоянном значении нагрузочного параметра называется *регулировочной* характеристикой. Характеристика при $z=0$, т.е. при нулевой мощности в нагрузке, называется характеристикой холостого хода. На рис. 1.4 представлено несколько типовых регулировочных характеристик.

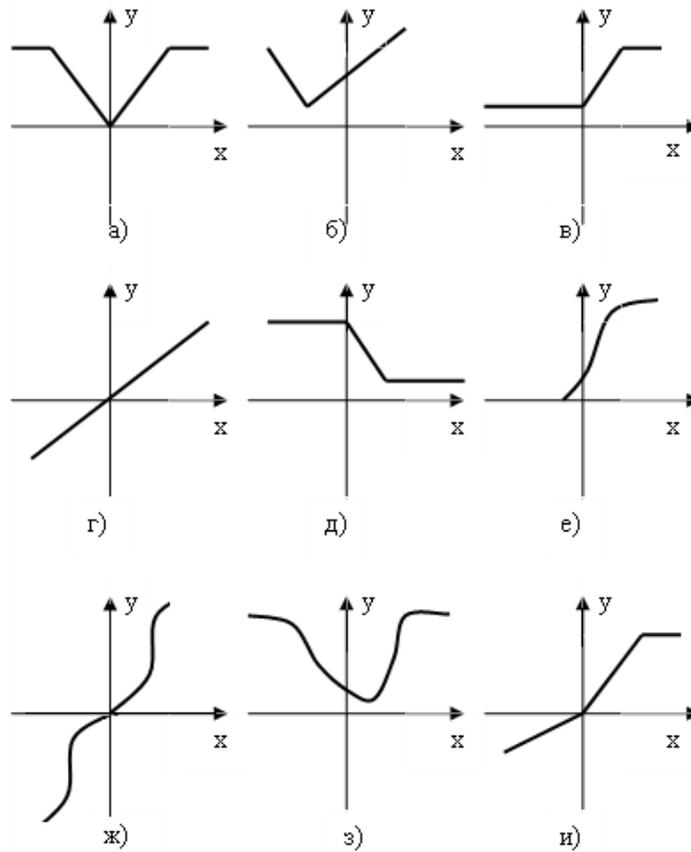


Рис. 1.4

Выделив наиболее существенные признаки характеристик, проведём их классификацию по этим признакам. С точки зрения реакции преобразователя на изменение знака входного сигнала они могут быть *униполярными, нереверсивными, реверсивными*.

Униполярные (рис. 1.4, в, д, е) реагируют на входной сигнал только одного знака и на выходе способны обеспечить сигнал также только одной полярности. Типичным униполярным преобразователем является диод.

Нереверсивные (рис. 1.4, а, б, з) обеспечивают выходной сигнал одной полярности независимо от знака управляющего сигнала.

В *реверсивных преобразователях* (рис. 1.4, г, ж, и) изменения знака входного сигнала вызывает изменение знака (полярности, фазы) выходного сигнала. Кроме реакции на изменение знака управляющего сигнала, регулировочные характеристики позволяют провести классификацию преобразователей ещё по ряду признаков.

Симметричность характеристики при изменении знака управляющего сигнала. Этот признак не нуждается в дополнительных пояснениях – характеристики на рис. 1.4, а, г, ж симметричны, остальные нет. Иногда встаёт вопрос о симметрировании характеристик. В некоторых случаях эта задача решается введением постоянного смещения (рис. 1.4, з) в других – применяются более сложные методы, например, введение обратных связей.

Линейность характеристик. Этот признак также не нуждается в особых пояснениях – характеристики рис. 1.4, б, г линейны, описываются уравнением вида $y = kx$ или $y = y_0 + kx$, остальные нелинейны.

Рассмотрим некоторые наиболее типичные виды нелинейности и их причины.

Нелинейность типа *насыщение* (рис. 1.4, а, в, е, ж, з, и) обусловлена, как правило, конечностью геометрических размеров преобразователя и связанным с этим ограничением на величину передаваемой мощности. Нелинейности, показанные на рис. 1.4, е, ж, з могут быть связаны: с использованием ферромагнитных материалов, у которых кривая намагничивания $B = f(H)$ имеет нелинейность подобного вида; с утечками в гидро-пневмопреобразователях; в тепловых и электрических приборах и т.д.

Если специфика использования преобразователя предъявляет повышенные требования к линейности, то регулировочная характеристика позволяет определить пригодность данного преобразователя или выбрать диапазон управляющих сигналов, где эти требования выполняются (участок АВ на рис. 1.5, в). В противном случае следует применять специальные способы улучшения линейности, в частности с помощью введения обратной связи.

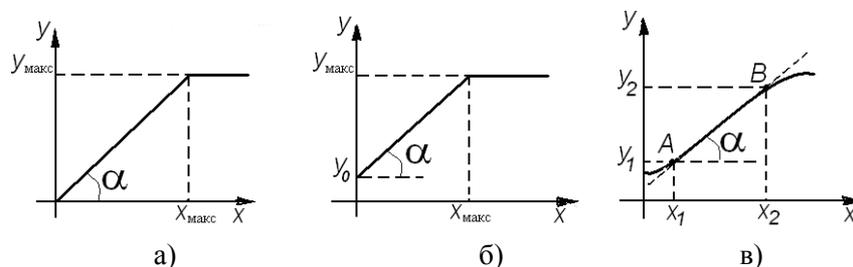


Рис. 1.5

На примере характеристики холостого хода униполярного преобразователя (рис. 1.5, б) определим некоторые его параметры.

Коэффициент преобразования $K = \frac{dy}{dx}$. В теории

автоматического регулирования эту величину принято называть коэффициентом передачи; применительно к чувствительным элементам, датчикам в информационной технике — чувствительностью, при изучении электронных схем — коэффициентом усиления. В дальнейшем будем пользоваться термином *коэффициент передачи*. Для идеальных линейных преобразователей (рис. 1.5, а) $K = \frac{y}{x}$, из рисунка видно, что

графической интерпретацией коэффициента передачи является $\operatorname{tg} \alpha$. Следует отметить неправомерность отождествления

коэффициента передачи с коэффициентом усиления, так как в общем случае может быть и $K < 1$. Для преобразователей с падающей характеристикой (рис. 1.4, д) $K < 0$.

Динамический диапазон управляющего сигнала, т.е. диапазон, в котором может изменяться входной сигнал и при этом неизменным сохраняется K (например от 0 до $x_{\text{МАКС}}$ на рис. 1.5, а, б) или нелинейность не превышает заданных пределов (например, от x_1 до x_2 на рис. 1.5, в).

Динамический диапазон выходного сигнала, т.е. пределы изменения выходной величины: $y_0 \leq y \leq y_{\text{МАКС}}$ для рис. 1.5, б и $y_1 \leq y \leq y_2$ для рис. 1.5, в. Отметим, что ненулевое значение выходного сигнала y_0 при $x = 0$ обычно называют сигналом холостого хода $y_{\text{ХХ}}$. Часто больший интерес представляет не абсолютные значения y_0 и $y_{\text{МАКС}}$, а их отношение, называемое коэффициентом кратности $K_{\text{КР}} = y_{\text{МАКС}}/y_{\text{ХХ}}$.

1.3.2. Внешняя характеристика

Семейство статических характеристик $y = f(z)$ при $x = \text{const}$, описывающее поведение преобразователя под нагрузкой, обычно называется семейством *внешних* характеристик, хотя единства в терминологии здесь нет: для двигателей зависимость $\omega = f(M)$ чаще называется механической, для электромагнитных механизмов зависимость силы тяги от перемещения – $Q = f(\delta)$ – тяговой и т.д. В дальнейшем изложении для общности мы будем пользоваться термином *внешняя характеристика*. Типовой вид семейства внешних характеристик и методика его получения из семейства регулировочных показаны на рис. 1.6. Рассмотрим основные параметры, определяемые по этой характеристике. Любая точка (т. А на рис. 1.7), лежащая на характеристике, позволяет найти мощность выходного сигнала $N = y_1 z_1 = S$ как площадь прямоугольника Oy_1Az_1 ; это вытекает из определения нагрузочного параметра. С учетом этого можно построить зависимость выходной мощности от величины нагрузочного параметра. Поскольку в точках $z=0$ и $z=z_{\text{МАКС}}$ один из сомножителей, определяющих мощность, равен 0, $N=0$, кривая $N=f(z)$ должна иметь вид, показанный на рис. 1.7 пунктиром. По внешней характеристике можно определить коэффициент полезного действия (КПД) преобразователя. Для этого рассмотрим идеальный

преобразователь, в котором отсутствуют потери и вся входная мощность передаётся на выход.

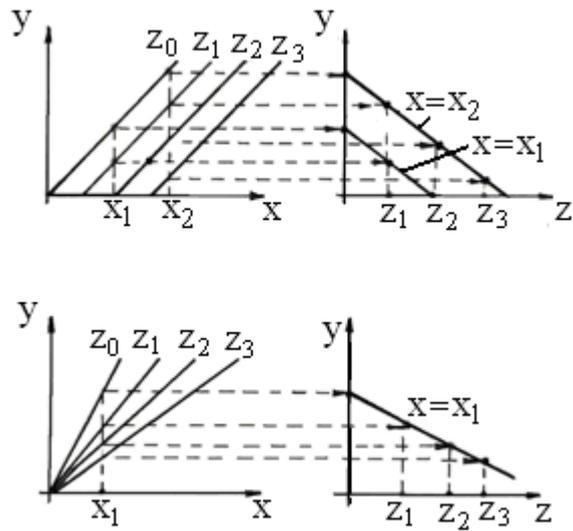


Рис. 1.6

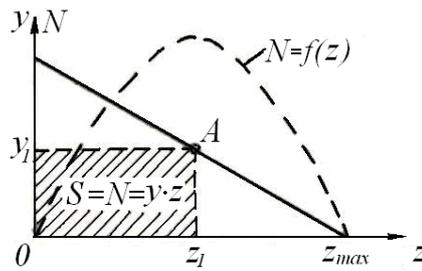


Рис. 1.7

Семейство регулировочных характеристик такого преобразователя вырождается в прямую, совпадающую с характеристикой холостого хода (рис. 1.8, *a*), а соответствующие ей

внешние характеристики при разных значениях входного сигнала будут иметь вид, показанный на рис. 1.8, б).

Сравним теперь внешние характеристики идеального и реального преобразователей (рис. 1.9).

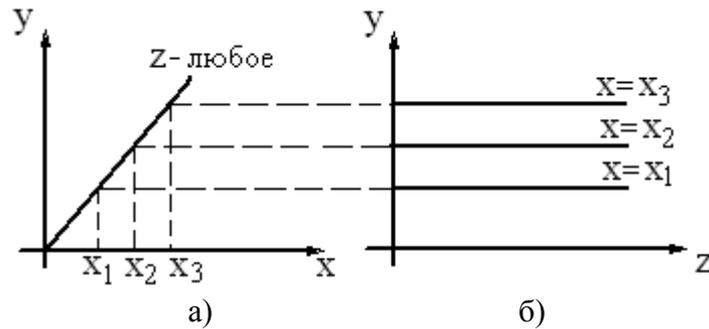


Рис. 1.8

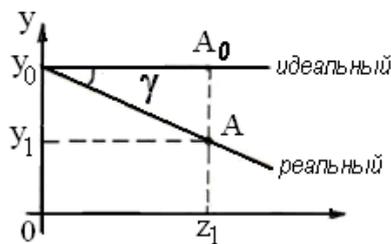


Рис. 1.9

В реальном преобразователе выходная мощность равна $N_{\text{вых}} = y_1 z_1$, в идеальном $N_u = y_0 z_1$. Но в идеальном площадь этого же прямоугольника характеризует и входную мощность, так как $N_{\text{вых}} = N_{\text{вх}}$. Откуда находим КПД:

$$\eta = N_{\text{вых}} / N_{\text{вх}} = y_1 z_1 / y_0 z_1 = y_1 / y_0.$$

Определение выходного сопротивления. В электрических преобразователях мерой внутренних потерь энергии является его выходное сопротивление $z_{\text{вых}}$. Из изложенного выше следует, что графической интерпретацией является тангенс угла наклона внешней характеристики $\text{tg } \gamma$, а аналитически $z_{\text{вых}} = \Delta y / \Delta z$, или для

нелинейной внешней характеристики $z_{\text{вых}} = \frac{dy}{dx}$ определяется в заданной точке.

В совокупности с известным из электротехники параметром – входным сопротивлением – $z_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}/I_{\text{вх}}$, выходное сопротивление, определяемое по внешней характеристике, является важным параметром для оценки работы преобразователя и согласования его с нагрузкой.

1.3.3. Характеристики нагрузки и статическая устойчивость

Работа преобразователя сопряжена с отдачей мощности в нагрузку. Поэтому важно знать характер нагрузки и законы её изменения в зависимости от внешних условий и, прежде всего, от величины выходного сигнала преобразователя. Для анализа работы преобразователя необходимо знать нагрузочную характеристику – зависимость $z_{\text{н}} = f(y)$. В электрических преобразователях эту зависимость чаще называют вольт-амперной характеристикой нагрузки. Рассмотрим типовые виды нагрузочных характеристик (рис. 1.10).

Постоянная нагрузка, $z_{\text{н}} = \text{const}$ (рис. 1.10, а). Это тот частный случай, когда зависимостью нагрузки от выходной величины преобразователя можно пренебречь. К такому виду нагрузки можно отнести, например, момент, создаваемый силой веса груза при его перемещении подъемным краном.

Линейно зависимая нагрузка $z_{\text{н}} = ky$ или $z_{\text{н}} = z_{\text{н0}} + ky$ (рис. 1.10, б). Пример такой нагрузки – сила сопротивления пружины при её сжатии или растяжении, или сила вязкого трения линейно зависящая от скорости.

Степенная нагрузка $z_{\text{н}} = ky^n$ или $z_{\text{н}} = z_{\text{н0}} + ky^n$, $n > 1$ (рис. 1.10, в). Зависимость сопротивления от приложенного напряжения U : $R = R_0(1 + \alpha\theta)$, где $\theta \sim U^2$ – температура; момент нагрузки вентилятора или насоса $M \sim \omega^2$, где ω – угловая скорость вращения.

Нагрузка постоянной мощности $z_{\text{н}} = \frac{a}{y}$, где $a = \text{const}$ (рис.

1.10, г). Примеры такой нагрузки: вольт-амперная характеристика

дуги в сварочном аппарате, резец в металлообрабатывающем станке, лентопротяжный механизм в магнитофоне.

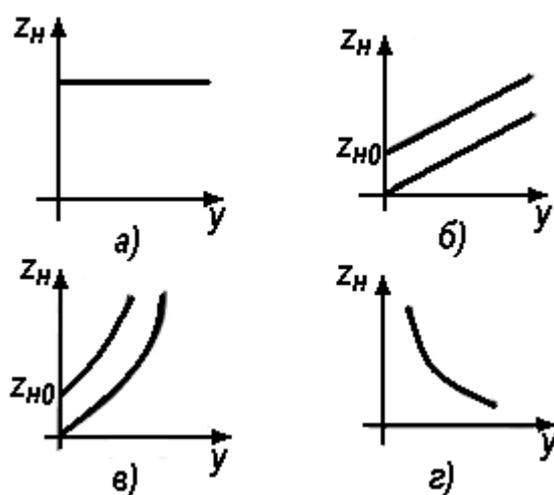


Рис. 1.10

В реальных условиях существуют и более сложные зависимости, которые в общем случае могут быть сведены к комбинации вышеперечисленных.

Согласование преобразователя с нагрузкой. Статическая устойчивость. Развернём нагрузочную характеристику на 90 градусов и совместим её с внешней характеристикой преобразователя (рис. 1.11, а). Точка пересечения соответствует стационарному режиму работы, так как в этой точке выполняется равенство $N_n = N_{пр}$, т.е. мощность, отдаваемая преобразователем в нагрузку, равна потребляемой мощности. Условию равенства мощностей удовлетворяют точки *A* и *B* на рис. 1.11, б, но эти две точки не эквивалентны с точки зрения *устойчивости*. Под статической устойчивостью системы преобразователь – нагрузка понимается способность её при постоянном значении входного сигнала возвращаться в исходную точку после случайного изменения значения выходной величины, которое могло произойти под влиянием каких-либо внешних воздействий (например колебания температуры, колебания напряжения питания, и т.д.).

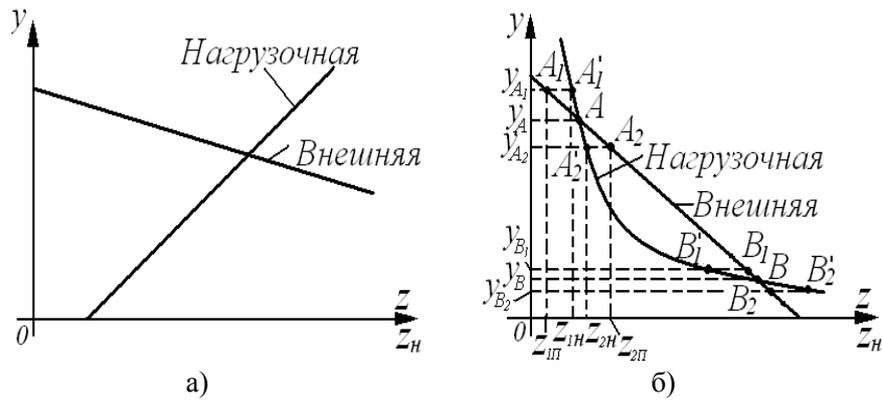


Рис. 1.11

Рассмотрим точку A на рис. 1.11, б. Пусть при случайном воздействии выходная величина увеличилась до значения y_{A_1} . Мощность, отдаваемая преобразователем $y_{A_1}z_{1П}$ стала меньше, чем мощность, потребляемая нагрузкой $y_{A_1}z_{1Н}$. Под действием этой разности мощностей выходная величина уменьшится до исходного значения y_A . Если первоначальное изменение выходной величины происходило в сторону её уменьшения – y_{A_2} , то, рассуждая аналогично, получим: мощность, отдаваемая преобразователем $y_{A_2}z_{2П}$, стала больше мощности, потребляемой нагрузкой $y_{A_2}z_{2Н}$. Возникшая разность мощностей приведёт к возрастанию выходной величины до первоначального значения. Таким образом, точка A остаётся устойчивой.

Теперь возьмем точку B . Случайное увеличение выходной величины до значения y_{B_1} приведёт к тому, что мощность, отдаваемая преобразователем будет превышать мощность, потребляемую нагрузкой. Положительная разность мощностей приведёт к дальнейшему росту выходной величины. Случайное уменьшение y до значения y_{B_2} обусловит превышение мощности, потребляемой нагрузкой, над мощностью, отдаваемой преобразователем, что вызовет дальнейшее уменьшение выходной величины. Таким образом, точка B является неустойчивой.

Изменение выходной величины в случае неустойчивости точки будет происходить до тех пор, пока мощности преобразователя и нагрузки снова не сравняются, а это может произойти при нулевой

мощности, $N_n = N_{пр} = 0$, т.е. при случайном уменьшении выходной величины упадёт до нуля, а при случайном увеличении вырастет до y_0 . Если и нагрузочная и внешняя характеристики падающие, можно воспользоваться математическим критерием устойчивости: если в точке пересечения характеристик выполняется неравенство $\left| \frac{dy}{dz} \right| < \left| \frac{dy}{Zn} \right|$, то эта точка устойчива.

От вида нагрузочной характеристики зависит режим работы преобразователя. На рис. 1.12, а все точки пересечения нагрузочной и внешних характеристик устойчивы, и перестроенная регулировочная характеристика соответствует работе преобразователя в непрерывном режиме (рис. 1.12, б). На рис. 1.12, в при некоторых значениях входной величины x существуют устойчивые точки пересечения нагрузочной характеристики с внешней.

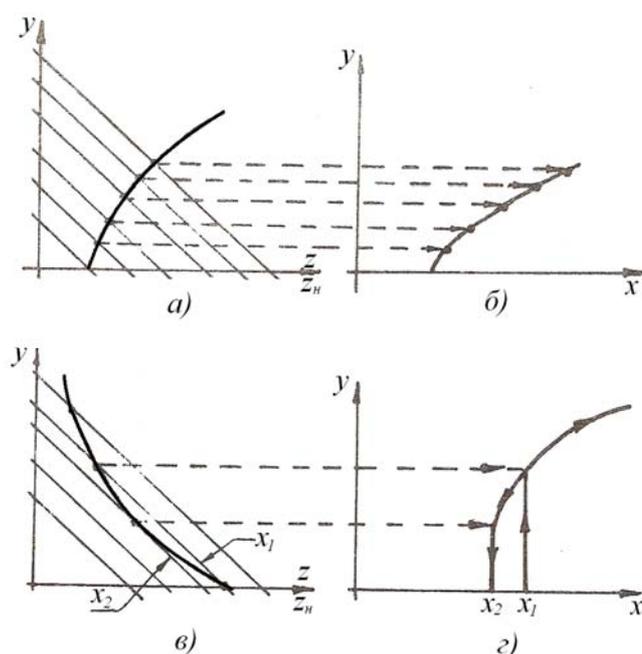


Рис. 1.12

Действительно, при $x < x_2$, $y = 0$ (нет точек пересечения внешних и нагрузочной характеристик). При $x = x_1$ две точки пересечения – устойчивая и неустойчивая, на выходе скачкообразно возникает значение, соответствующее устойчивой. При дальнейшем увеличении x точки пересечения устойчивы и получаем характеристику, аналогично предыдущему случаю. При уменьшении входного сигнала неустойчивая точка возникнет при $x = x_2$, когда и произойдет срыв, выходная величина скачкообразно уменьшится до 0.

Регулировочная характеристика будет иметь вид, показанный на рис. 1.12, з.

1.4. Преобразователи дискретного действия

Сигналы как носители информации могут быть классифицированы до ряду признаков. Одним из важнейших является непрерывность или дискретность.

Непрерывным называется сигнал, который существует всегда в любой момент времени, и может принимать любое значение во всем динамическом диапазоне. Нарушение одного или обоих условий означает переход к сигналу дискретному.

Дискретные сигналы могут быть трех типов: с квантованием по амплитуде, по времени, по амплитуде и времени. На рис. 1.13 показаны временные диаграммы для всех трех случаев, пунктиром показан соответствующий непрерывный сигнал.

В соответствии с типами обрабатываемых сигналов преобразователи также можно разделить на три группы: с квантованием по амплитуде, по времени, по амплитуде и времени. При этом не имеет существенного значения, какой сигнал – входной или выходной – дискретен. В дальнейшем изложении ограничимся рассмотрением преобразователей с непрерывным входным и дискретным выходным сигналом.

Преобразователи дискретного действия (ПДД) с квантованием по амплитуде, как и преобразователи непрерывного действия (ПНД), описываются функциональными

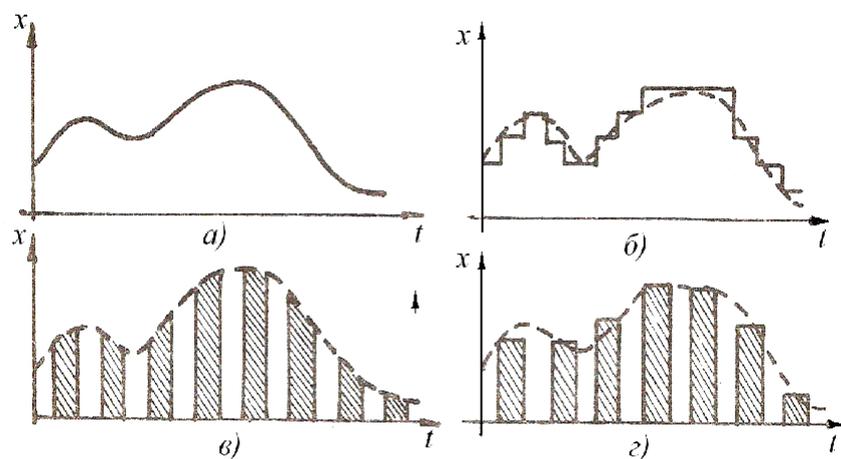


Рис. 1.13

характеристиками и, соответственно, их свойства иллюстрируются регулировочными и внешними характеристиками. Несколько типовых регулировочных характеристик с квантованием по амплитуде показаны на рис. 1.14, а, б, в, г. Все характеристики рассматриваются на примере униполярных преобразователей.

Значения входного сигнала, при котором происходит скачкообразное изменение выходного, когда выходной сигнал переходит на новый, более высокий уровень, называется сигналом срабатывания. В общем случае, при уменьшении входного сигнала скачкообразное уменьшение выходного сигнала произойдет при другом сигнале управления – сигнале отпускания, который отличается от сигнала срабатывания. Отношение $x_{ср}/x_{отп}$ называется коэффициентом возврата. На рис. 1.14, д показана внешняя характеристика, поясняющая работу ПДД под нагрузкой, и построенная на основе регулировочной характеристики рис. 1.14, г. Как видно, характеристика имеет вид, аналогичный внешней характеристике ПНД, но может существовать не при произвольном значении входного сигнала, а только при $x = x_{срj}$. Есть еще две существенные особенности, отличающие внешние характеристики ПДД и ПНД. Во-первых, изменение нагрузки не должно вызывать изменения уровней срабатывания и отпускания; во-вторых,

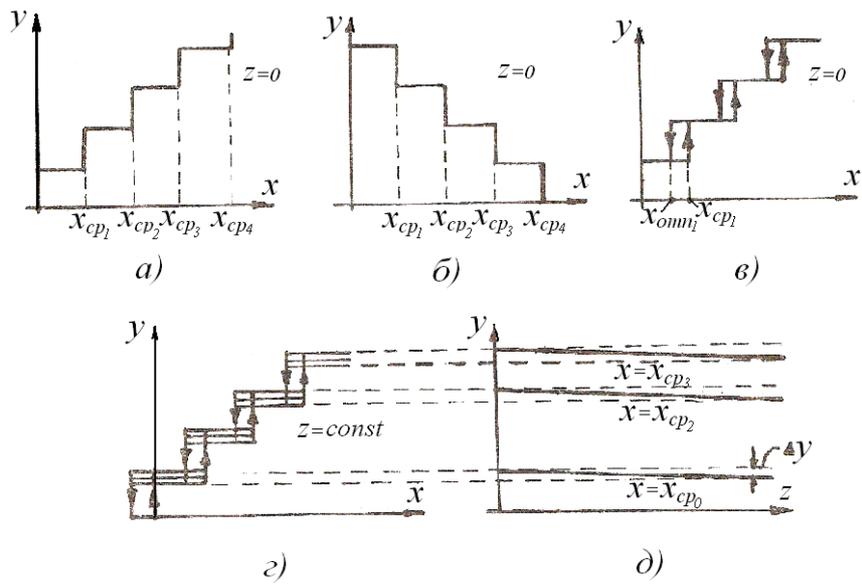


Рис. 1.14

изменение выходной величины при изменении нагрузки должно быть много меньше шага квантования, т. е. $\Delta y \ll [y_i - y_{(i-1)}]$.

На рис. 1.15 показаны регулировочные характеристики неререверсивных и реверсивных ПДД с квантованием по амплитуде.

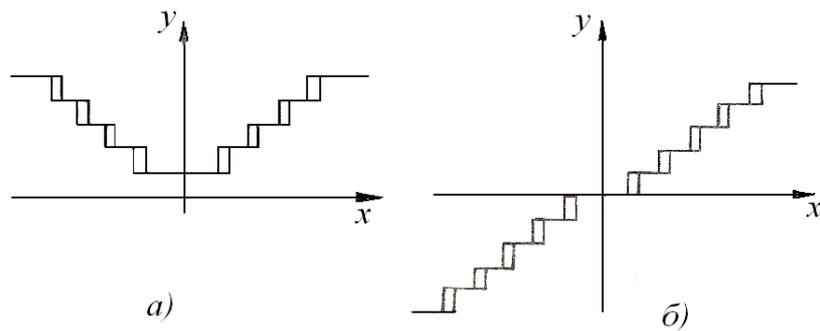


Рис. 1.15

Среди ПДД с квантованием по амплитуде особый интерес представляют такие, в которых существуют как правило два (иногда три) уровня квантования, т.е. выходная величина может принимать два (три) значения. Такие преобразователи называются релейными или просто реле.

На рис. 1.16, 1.17, 1.18 показаны типовые статические характеристики релейных ПДД, построенных на базе униполярных, нереверсивных и реверсивных преобразователей. Эти преобразователи используются столь широко, что каждая характеристика имеет свое название, часто встречающееся в специальной литературе по разным отраслям знаний. На рис. 1.16 показаны регулировочные характеристики униполярного реле-повторителя (рис. 1.16, а), униполярного реле-инвертора (рис. 1.16, б) и униполярного статического триггера (рис. 1.16, в).

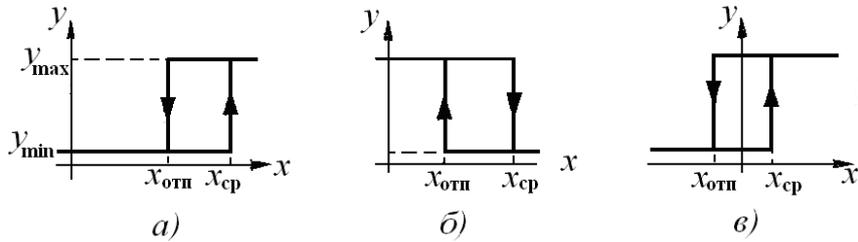


Рис. 1.16

На рис. 1.17 показаны регулировочные характеристики нейтрального реле-повторителя (рис. 1.17, а), нейтрального реле-инвертора (рис. 1.17, б) и статического триггера с однополярным выходом (рис. 1.17, в).

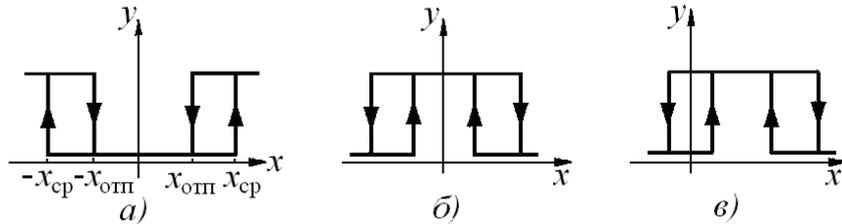


Рис. 1.17

На рис. 1.18 показаны регулировочные характеристики трёхпозиционного реверсивного реле (рис. 1.18, а) и двухпозиционного реверсивного реле (рис. 1.18, б).

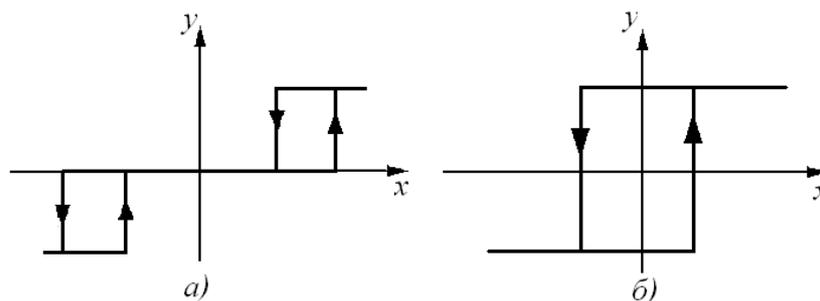


Рис. 1.18

ПДД с квантованием по времени. Как следует из определения, сигнал на выходе таких преобразователей может принимать любое значение в пределах динамического диапазона, но существует только в определенные промежутки времени. По определению статической характеристики, фактор времени должен быть исключен. Сопоставив эти два определения, приходим к выводу, что статические регулировочные и внешние характеристики ПДД с квантованием по времени ничем не отличаются от соответствующих характеристик ПНД.

Интервал времени, в течение которого происходит преобразование входного сигнала, т.е. в течение которого существует выходной сигнал, может иметь постоянную продолжительность и повторяться с постоянной частотой – самый простой вид ПДД с квантованием по времени. ПДД с квантованием по времени более сложного типа, в которых непрерывный входной сигнал преобразуется в длительность импульсов при постоянной частоте их следования или в частоту следования импульсов постоянной длительности, называются широтно-импульсными (ШИМ) и частотно-импульсными модуляторами (ЧИМ).

В ПДД с квантованием по времени в промежутках между интервалами проводимости сигнал на выходе равен нулю.

Важно отметить еще одну особенность таких ПНД: если за выходную величину считать не мгновенное, а среднее значение y_{cp} (пунктир на рис. 1.19.), то такой преобразователь должен быть отнесён к ПНД, поскольку среднее значение y_{cp} может изменяться во всем динамическом диапазоне от 0 до максимального значения и существует всегда.

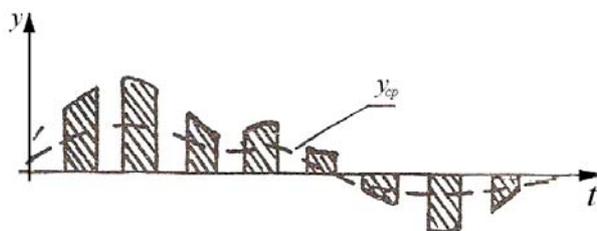


Рис. 1.19

ПДД с квантованием по времени и амплитуде. Диаграмма, поясняющая работу таких преобразователей, показана на рис. 1.13, г. Статические характеристики таких преобразователей полностью совпадают с характеристиками ПДД с квантованием по амплитуде. ПДД с квантованием по времени и амплитуде широко используются для создания кодовых сигналов. Для этого используют преобразователи с двумя уровнями квантования по амплитуде, которым условно приписывают значение 0 и 1; наличие сигнала на выходе – 1, отсутствие – 0. Импульсы, образующие код, могут передаваться последовательно во времени по одному каналу связи (последовательный код) или одновременно по нескольким каналам связи, число которых должно соответствовать числу импульсов в максимальном сигнале (параллельный код).

Квазидискретный режим работы ПНД. Иногда возникает необходимость перевести ПНД в дискретный режим работы. Это достигается, в частности, соответствующим выбором сигнала управления, используя сигнал управления, превышающий x_{\max} . Использование такого режима работы ПНД целесообразно в тех случаях, когда благодаря ему удастся существенно снизить потери в преобразователе и увеличить выходную мощность. Особенно ощутим этот выигрыш в активных преобразователях, обладающих

памятью. Подав один раз сигнал управления, можно в течение длительного времени передавать в нагрузку сигнал большой мощности. Такие преобразователи получили название ключевых преобразователей или просто ключей.

2. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ УСТРОЙСТВА

В современных САУ широко применяются различные электромагнитные устройства. Весьма распространены регулирующие (исполнительные) органы с электромагнитным приводом, фрикционные тормоза с электромагнитным управлением, электромагнитные механизмы (ЭММ) систем защиты. Часто в схемах САУ встречается различная коммутирующая контактная аппаратура с электромагнитным приводом – реле, контакторы, переключатели. Они используются во всех функциональных блоках САУ. Выходными узлами релейно-контактных аппаратов являются контактные системы, коммутирующие электрические цепи с целью управления.

2.1. Неревверсивные ЭММ постоянного тока

2.1.1. Принцип действия. Структурная схема ЭММ

Электромагнитные механизмы являются пассивными преобразователями электрической энергии в механическую работу. В них использовано свойство намагниченных ферромагнитных тел притягиваться друг к другу.

В ЭММ имеется катушка (или система катушек), состоящая из нескольких управляющих обмоток, и магнитопривод, выполненный из магнитно-мягких материалов (рис. 2.1). Магнитопривод состоит из неподвижных (основание, сердечник, корпус, ярмо) и подвижных (якорь, плунжер) частей, разделенных воздушными зазорами. При протекании тока по обмоткам управления в ЭММ (рис. 2.1, а, б) якорь 3 притягивается к сердечнику 2, совершая небольшое угловое или линейное перемещение. В ЭММ (рис. 2.1, в) плунжер 4 втягивается внутрь корпуса 1, двигаясь по немагнитной направляющей втулке 5. Поворотный якорь 3 ЭММ (рис. 2.1, г) совершает достаточно большое угловое перемещение. Имея кольцевую магнитную систему с несколькими поочередно включающимися обмотками управления (рис. 2.1, д), получаем ЭММ с неограниченным угловым перемещением якоря – так

называемый шаговый электромагнитный двигатель.

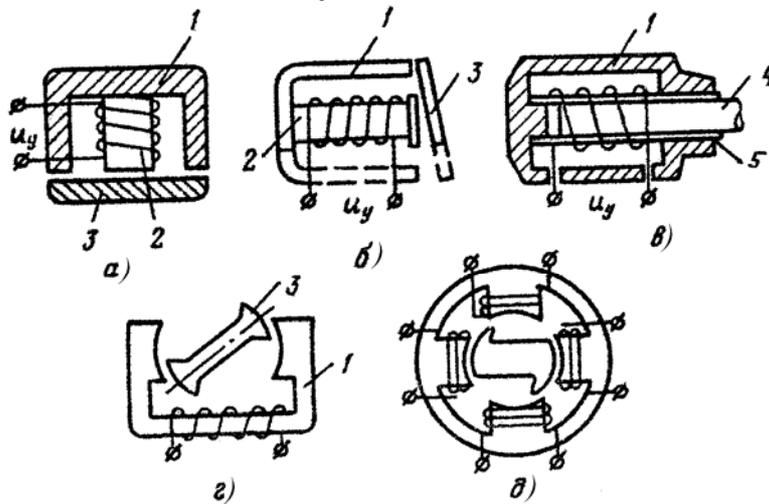


Рис. 2.1

Входным сигналом ЭММ является ток или напряжение на обмотках управления, выходным – механическое перемещение якоря, а нагрузочным параметром ЭММ – усилие или момент, действующий на якорь. Это усилие или момент называют тяговым усилием Q_T или тяговым моментом M_T . ЭММ преобразуют электрическую энергию, поступающую в обмотку управления, в механическую работу, с промежуточным преобразованием в энергию магнитного поля.

ЭММ работают от постоянного или переменного тока. Они могут быть нереверсивными (нейтральными), у которых направление перемещения якоря не зависит от полярности (фазы) входного сигнала, и реверсивными (поляризованными), у которых при изменении полярности (фазы) входного сигнала направление перемещения якоря изменяется.

Перемещения якоря или плунжера определяется соотношением между силой (моментом) тяги и силами (моментами) сопротивления. Сила тяги пропорциональна сигналу управления и зависит от параметров электрической и магнитной цепи ЭММ.

Сила сопротивления ЭММ зависит от сил трения в них, массы подвижных частей, упругости возвратных пружин и т.п. Регулировочные характеристики подавляющего большинства ЭММ, представляющие собой зависимость перемещения якоря x от напряжения управления U_y при постоянной силе сопротивления внешней нагрузки Q_n , $x = f(U_y)$ при $Q_n = \text{const}$ имеют релейный характер, поэтому, как правило, ЭММ являются преобразователями дискретного действия.

Условные обозначения нереверсивных ЭММ на электрических схемах показаны на рис. 2. 2. На рис. 2. 2, а – однообмоточные ЭММ, а на рис. 2. 2, б – двухобмоточные.

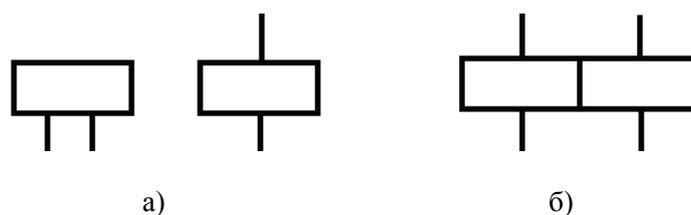


Рис. 2. 2

2.1.2. Статические характеристики ЭММ

При протекании тока по обмотке управления с числом витков w_y в ЭММ возникает магнитное поле, энергия которого A_M равна сумме энергии поля рабочих воздушных зазоров $(A_M)_\delta$ и энергии поля стальных частей магнитной цепи $(A_M)_{ст}$: $A_M = (A_M)_\delta + (A_M)_{ст}$.

Начальное (исходное) положение якоря ЭММ соответствует максимальной величине рабочего зазора ($\delta = \delta_n$). Если сила притяжения якоря к сердечнику ЭММ (сила тяги) больше противодействующей, то якорь притягивается к сердечнику, причем максимально возможное перемещение $(\Delta\delta)_{\text{макс}}$ равно $\Delta x_{\text{макс}} = \delta_n - \delta_k$, где δ_k – конечное значение рабочего зазора. При перемещении якоря совершается механическая работа за счет энергии, потребляемой от источника питания катушки.

Для определения силы тяги ЭММ с линейным перемещением якоря можно использовать выражение:

$$Q_T = \frac{1}{2} F_\delta^2 \frac{\partial G_\delta}{\partial x}, \quad (2.1)$$

где F_δ – намагничивающая сила (НС), приходящаяся на рабочие зазоры; G_δ – магнитная проводимость рабочих зазоров.

Для ЭММ с угловым перещением якоря тяговый момент определяется выражением:

$$M_T = \frac{1}{2} F_\delta^2 \frac{\partial G_\delta}{\partial \varphi}. \quad (2.2)$$

При перемещении якоря изменяется G_δ , что ведет к изменению потока Φ_δ и НС F_δ в соответствии с соотношением $\frac{\Phi_\delta}{G_\delta}$. Таким образом, в общем случае $F_\delta = f(F_y, G_\delta)$, и выражения (2.1) и (2.2) записываем в виде :

$$Q_T = \frac{1}{2} [F_\delta(F_y, G_\delta)]^2 \frac{\partial G_\delta}{\partial x},$$

$$M_T = \frac{1}{2} [F_\delta(F_y, G_\delta)]^2 \frac{\partial G_\delta}{\partial x}, \quad (2.3)$$

Из выражения (2.3) следует, что тяговая сила или момент ЭММ зависит от сигнала управления, величины проводимости рабочих зазоров и ее производной по перемещению.

Принципиальная схема магнитной цепи широко распространенных ЭММ с плоским притягивающимся якорем показана на рис. 2.3, а.

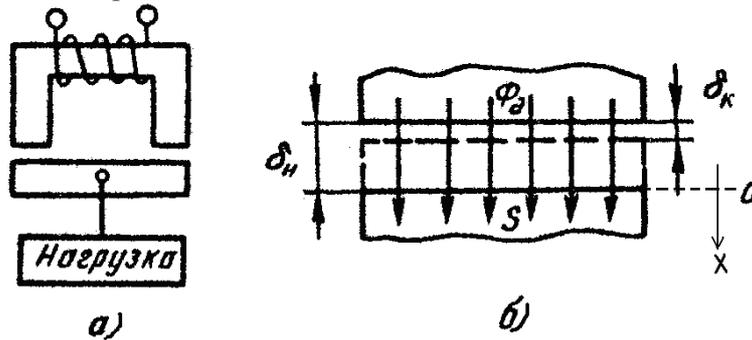


Рис 2.3

Рабочие воздушные зазоры образованы параллельными плоскостями, имеющими площадь S и расположенными друг от друга на расстоянии δ (рис. 2.3, б). Если периметр сердечников у рабочих зазоров много больше величины воздушного зазора δ , то можно пренебречь краевым выпучиванием потока и считать его равномерным. Проводимость пути такого потока

$$G_{\delta} = \frac{1}{R_{\delta}} = \frac{\mu_0 S}{\delta},$$

где μ_0 – магнитная проницаемость вакуума, R_{δ} – магнитное сопротивление воздушного зазора.

При перемещении якоря уменьшается длина зазора δ , поэтому приняв начало отсчета ($x=0$), при $\delta = \delta_H$, имеем: $\partial x = -\partial \delta$. Тогда $\frac{\partial G_{\delta}}{\partial x} = -\frac{\partial G_{\delta}}{\partial \delta} = \frac{\mu_0 S}{\delta^2}$ и выражение (2.3) примет вид

$$Q_T = \frac{1}{2} [F_{\delta}(F_y, G_{\delta})]^2 \frac{\mu_0 S}{\delta^2}.$$

Считая магнитопровод идеальным, можно предположить, что $F_y = F_{\delta}$, так как $G_{\delta} \gg G_{ст}$.

Тогда:

$$Q_T = \frac{1}{2} F_{\delta}^2 \frac{\partial G_{\delta}}{\partial x} = \frac{1}{2} F_y^2 \frac{\mu_0 S}{\delta^2}. \quad (2.4)$$

Преобразуя (2.4) с учетом $x = \delta_H - \delta$, получаем выражение статической характеристики в виде:

$$x = \delta_H - |F_y| \sqrt{\frac{\mu_0 S}{2Q_T}} = \delta_H - K_1 \frac{|F_y|}{\sqrt{Q_T}}, \quad (2.5)$$

где $K_1 = \sqrt{\frac{\mu_0 S}{2}}$.

Для ненасыщенного магнитопровода выражения (2.4) и (2.5) определяют регулировочную ($x = f(F_y)$ при $Q_T = \text{const}$) и внешнюю ($Q_T = f(\delta)$ при $F_y = \text{const}$) характеристики ЭММ (рис. 2.4,

а и б). Внешняя характеристика $Q_T = f(\delta)$ при $F_y = \text{const}$ (рис. 2.4, б) называется *тяговой*.

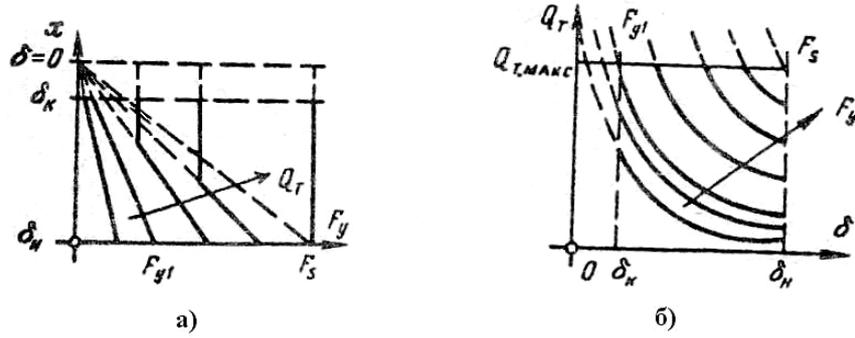


Рис. 2.4

Работа ЭММ происходит при наличии силы сопротивления (нагрузки) Q_C , которая зависит от перемещения якоря x . В зависимости от соотношения сил Q_T и Q_C возможны различные режимы работы ЭММ: дискретный (релейный) или непрерывный. Для того чтобы определить режим работы ЭММ, нужно получить зависимость $\delta = f(F_y)$. Это удобно сделать, совмещая на одном графике семейство тяговых характеристик $Q_T = f(\delta)$ при $F_y = \text{const}$ и нагрузочную характеристику $Q_C = f(\delta)$, отражающую зависимость сил сопротивления Q_C от величины зазора δ . Последняя, как правило, является линейной, так как объектом сопротивления обычно является пружина.

Рассмотрим случай $Q_C = \text{const}$ (рис. 2.5, а).

Тяговые характеристики изображены для различных значений намагничивающей силы F_y , причем $F_{y1} < F_{y2} < F_{y3} < F_{y4}$. В исходном положении якоря ЭММ воздушный зазор равен δ_n . При увеличении сигнала управления на обмотке ЭММ увеличивается сила тяги Q_T . При НС равной $F_{y\text{сер}}$ (верхняя пунктирная кривая) сила тяги Q_T сравняется с силой сопротивления Q_C , и якорь сместится в конечное положение с воздушным зазором δ_k , причем на него будет действовать сила $Q = Q_{T\text{макс}} - Q_C$. $Q_{T\text{макс}}$ — это максимальное

значение силы тяги, соответствующее насыщенному состоянию магнитопровода.

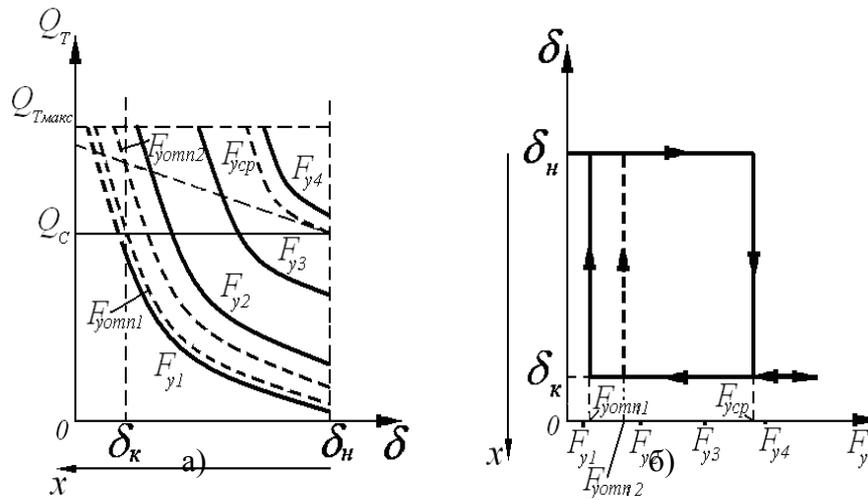


Рис. 2.5

Если теперь мы будем уменьшать управляющее воздействие на обмотку ЭММ, то при значении $F_{y_{отп1}}$ (нижняя пунктирная кривая), якорь переместится в исходное начальное положение δ_n . Перемещение якоря при срабатывании и отпуске будет носить релейный характер, как показано на рис. 2.5, б.

Для позиционной нагрузки с силой сопротивления вида $Q_C = K_p x$ (на рис. 2.5, а показана наклонной пунктирной прямой) регулировочная характеристика также будет релейной, но с более узкой петлей гистерезиса, так как отпускание якоря произойдет при НС равной $F_{отп2}$.

В том случае, если крутизна характеристики нагрузки $Q_C = K_p x$ будет превышать крутизну тяговой характеристики при всех положениях якоря, регулировочная характеристика будет непрерывной. На рис. 2.6, а показано семейство тяговых характеристик и нагрузочная характеристика $Q_C = K_p x$,

соответствующих этому случаю, а на рис. 2.6, б – регулировочная характеристика.

Из рассмотренных примеров можно сделать следующие выводы. Характер работы ЭММ (непрерывный или релейный) зависит от соотношения крутизны тяговой и крутизны нагрузочной характеристики. Если крутизна нагрузочной характеристики меньше крутизны тяговой, то режим работы ЭММ релейный, причем ширина петли гистерезиса регулировочной характеристики зависит от крутизны нагрузочной характеристики. Чем больше крутизна нагрузочной характеристики (чем жестче возвратная пружина) тем уже петля гистерезиса.

Если крутизна нагрузочной характеристики при всех значениях δ превышает крутизну тяговой характеристики, то режим работы ЭММ непрерывный. Линейность регулировочной характеристики

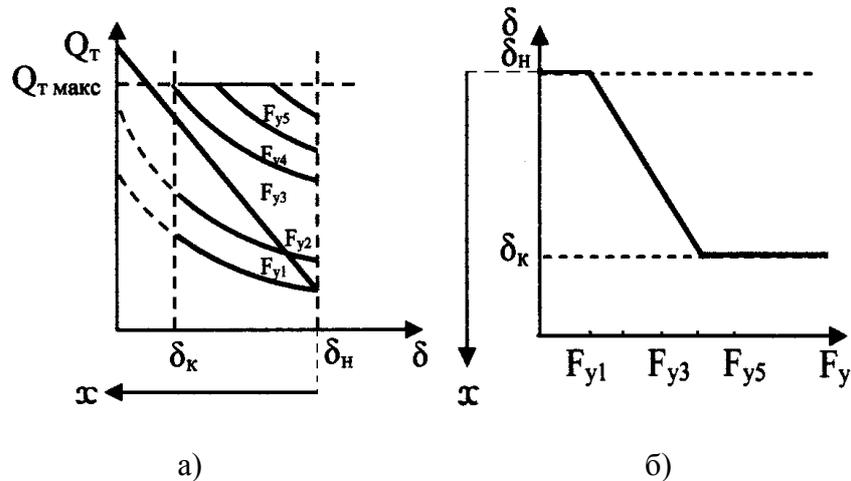


Рис. 2.6

определяется конструкцией ЭММ. Если при некоторых значениях δ крутизна тяговой характеристики меньше, а при других значениях больше крутизны нагрузочной характеристики, то регулировочная характеристика будет иметь вид, показанный на рис. 2.7.

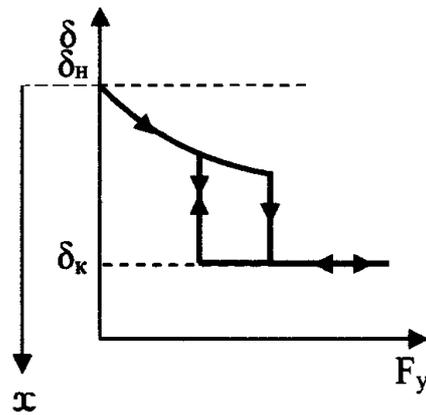


Рис. 2.7

Релейный или непрерывный режимы работы ЭММ используются в зависимости от области применения. Так в случае, если ЭММ используется в качестве исполнительных механизмов, выходной величиной которых является линейное или угловое перемещение, то используется непрерывный режим работы. При этом используются, как правило, ЭММ плунжерного типа, которые обеспечивают большие перемещения плунжера и линейность характеристики.

2.2. ЭММ переменного тока

2.2.1. Статические характеристики ЭММ переменного тока

Выражение (2.1) для силы тяги ЭММ справедливо и для ЭММ переменного тока, если под силой тяги q_T и НС $(i\omega)_\delta$ понимать их мгновенные значения:

$$q_T = \frac{1}{2} (i\omega)_\delta^2 \frac{\partial G_\delta}{\partial x}.$$

Поскольку при перемещении якоря или плунжера изменяется индуктивное сопротивление обмоток управления (вследствие изменения индуктивности $L_y = w_y G_M$), то характеристики ЭММ переменного тока будут различны при питании обмотки управления от источников напряжения и тока.

Если обмотка управления включена на источник тока $i = I_m \sin \omega t$, то

$$\begin{aligned} q_T &= \frac{1}{2} (I_m w)_\delta^2 \frac{\partial G_\delta}{\partial x} \sin^2 \omega t = (Iw)_\delta^2 \frac{\partial G_\delta}{\partial x} \sin^2 \omega t = \\ &= \frac{1}{2} (Iw)_\delta^2 \frac{\partial G_\delta}{\partial x} - \frac{1}{2} (Iw)_\delta^2 \frac{\partial G_\delta}{\partial x} \cos 2\omega t = \\ &= (Q_T)_{cp} - (Q_T)_{cp} \cos 2\omega t, \end{aligned} \quad (2.6)$$

где $(Q_T)_{cp} = \frac{1}{2} (Iw)_\delta^2 \frac{\partial G_\delta}{\partial x}$ – среднее значение силы тяги ЭММ;

$(Iw)_\delta$ – действующее значение НС, приходящейся на рабочий зазор.

На рис. 2.8 приведены временные диаграммы тока i и силы тяги q в соответствии с выражением (2.6), из которых следует, что сила тяги пульсирует с частотой, равной удвоенной частоте напряжения питания. При достаточно массивном якоре или плунжере последние перемещаются под действием средней силы тяги, а переменная составляющая $(Q_T)_{cp} \cos 2\omega t$ вызывает вибрации всех подвижных деталей и шум. При невысокой частоте питания и наличии противодействующей пружины относительно легкий якорь может совершать колебательные движения. (Такие ЭММ используются в различных вибраторах, прерывателях, зуммерах и т.п.)

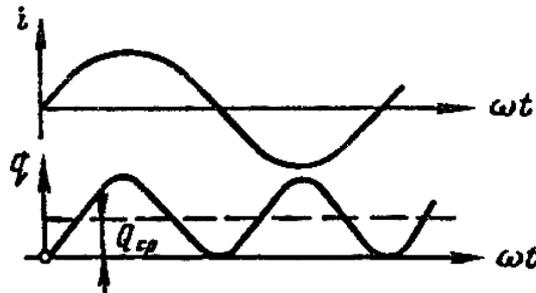


Рис. 2.8

Статические характеристики ЭММ с массивным якорем при питании от источника тока, определяемые выражением

$$(Q_T)_{cp} = \frac{1}{2} (Iw)_{\delta}^2 \frac{\partial G_{\delta}}{\partial x},$$

будут иметь тот же вид, что и у ЭММ постоянного тока, поскольку сигналом управления в обоих случаях является намагничивающая сила $F_y = I_y w_y$.

Если же обмотка управления подключена к источнику напряжения $u = U_m \cos \omega t$, то условия работы ЭММ существенно изменятся. В статическом режиме работы электрическую цепь ЭММ с ненасыщенным магнитопроводом можно приближенно считать линейной, для которой $U = \sqrt{U_R^2 + U_L^2} = I \sqrt{R^2 + X_L^2}$.

Если $X_L \gg R$, что обычно имеет место для ненасыщенных ЭММ, то

$$U \approx U_L = \omega w_y \Phi. \quad (2.7)$$

Из последнего выражения следует, что для ЭММ с $X_L \gg R$, при питании от генератора напряжения, величине управляющего сигнала пропорциональна не намагничивающая сила катушки F_y ,

а поток $\Phi \approx \frac{U}{\omega w_y}$. При ненасыщенном магнитопроводе

($\Phi_m < \Phi_s$ и $U \approx U_L$) поток изменяется во времени по синусоидальному закону:

$$\Phi = \int \frac{U}{\omega w_y} d\omega t = \int \frac{U_m}{\omega w_y} \cos \omega t d\omega t = \frac{U_m}{\omega w_y} \sin \omega t = \Phi_m \sin \omega t,$$

где $\Phi_m = \frac{U_m}{\omega w_y}$.

Из выражения (2.7) следует, что при $X_L \gg R$ действующее значение потока ЭММ переменного тока не зависит от его магнитного сопротивления, т.е. от положения якоря. Мгновенное значение силы тяги q_T ЭММ с притягивающимся плоским якорем

(см. рис. 2.1, а) находим по выражению (2.1) с учетом того, что

$G_\delta = \frac{\mu_0 S}{\delta}$ и $\partial \delta = -\partial x$, путем следующих преобразований:

$$\begin{aligned} q_T &= \frac{1}{2} F_\delta^2 \frac{\partial G_\delta}{\partial x} = \frac{1}{2} \frac{\Phi_\delta^2}{G_\delta^2} \frac{\partial G_\delta}{\partial x} = \frac{1}{2} \Phi_m^2 \sin^2 \omega t \frac{1}{\mu_0 S} = \\ &= \frac{1}{4} \frac{\Phi_m^2}{\mu_0 S} (1 - \cos 2\omega t) = \frac{1}{2} \frac{\Phi^2}{\mu_0 S} (1 - \cos 2\omega t). \end{aligned}$$

Средняя сила тяги

$$(Q_T)_{cp} = \frac{1}{2} \frac{\Phi^2}{\mu_0 S} = \frac{1}{2} \frac{U_y^2}{\omega^2 w_y^2 \mu_0 S} \quad (2.8)$$

определяется только сигналом управления и не зависит от положения якоря. На рис. 2.9 приведены статические характеристики ЭММ с магнитопроводом, обладающим идеальной кривой намагничивания, для этого режима работы, построенные по выражению (2.8).

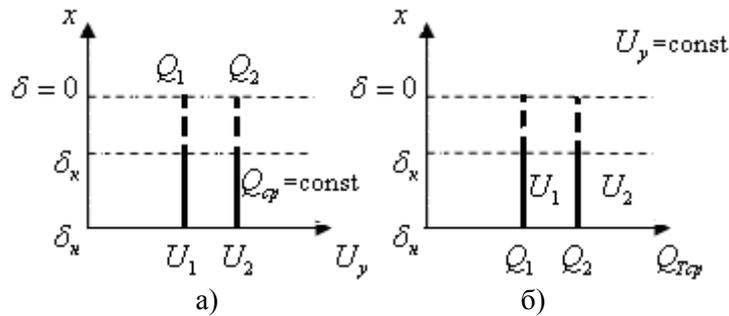


Рис. 2.9

Статические характеристики реальных ЭММ переменного тока этого типа с учетом некоторого увеличения потока при $\delta \rightarrow 0$ показаны на рис. 2.10, а, б. Приведенные выше уравнения справедливы, естественно, для ЭММ с ненасыщенными цепями.

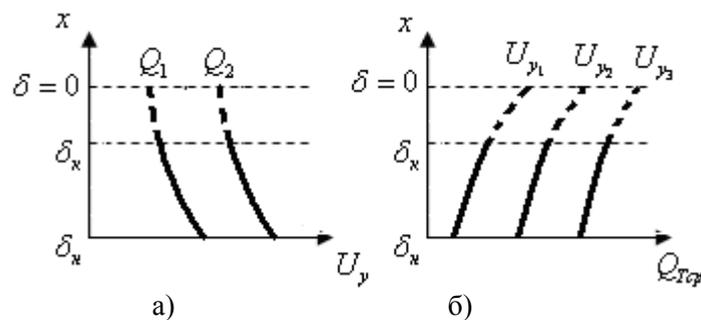


Рис. 2.10

Существенными недостатками ЭММ переменного тока с массивным якорем являются, во-первых, меньшая сила тяги, чем в ЭММ постоянного тока с такими же размерами магнитопровода, и, во-вторых, пульсация силы тяги, приводящая к быстрому разрушению шарнирных соединений в ЭММ и нагрузке, и к сильному шуму. Если первый недостаток является органическим следствием синусоидальной формы переменного тока и избавиться от него можно только переходя к переменному току прямоугольной формы, то второй недостаток можно существенно ослабить довольно простыми средствами, рассмотренными ниже.

2.2.2. Конструктивные особенности ЭММ переменного тока

Для уменьшения пульсации силы тяги, которая вызывает вредную вибрацию подвижных деталей, используют ЭММ с несколькими магнитными потоками, сдвинутыми по фазе относительно друг друга. Использование многофазной системы напряжений питания, например трехфазной, для создания многофазной системы магнитных потоков оправдано только для мощных ЭММ. Маломощные ЭММ желательно подключать к однофазной сети. В этом случае целесообразно использовать ЭММ с двухфазной магнитной системой при однофазном питании. На рис. 2.11 приведена схема ЭММ, в котором фазовый сдвиг потока относительно Φ_1 осуществляется путем сдвига тока

I_2 по фазе относительно I_1 с помощью конденсатора, включенного последовательно с обмоткой w_2 .

На якорь электромагнита будет действовать сумма двух сил от потоков Φ_1 и Φ_2 :

$$q_T = q_{T1} + q_{T2} = \frac{1}{2} \frac{\Phi_1^2}{G_{\delta 1}^2} \frac{\partial G_{\delta 1}}{\partial x} \sin^2 \omega t + \frac{1}{2} \frac{\Phi_2^2}{G_{\delta 2}^2} \frac{\partial G_{\delta 2}}{\partial x} \sin^2 (\omega t + \varphi),$$

где φ – угол сдвига фаз между Φ_1 и Φ_2 , равный сдвигу фаз между I_1 и I_2 .

Преобразуя последнее выражение, получаем:

$$q_T = Q_{1cp} + Q_{2cp} - [Q_{1cp} \cos 2\omega t + Q_{2cp} \cos(2\omega t + 2\varphi)], \quad (2.9)$$

$$\text{где } Q_{1cp} = \frac{1}{2} \frac{\Phi_1^2}{G_{\delta 1}^2} \frac{\partial G_{\delta 1}}{\partial x}; \quad Q_{2cp} = \frac{1}{2} \frac{\Phi_2^2}{G_{\delta 2}^2} \frac{\partial G_{\delta 2}}{\partial x}.$$

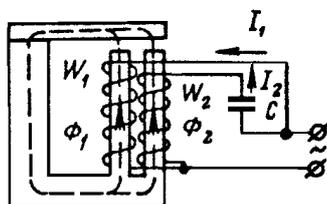


Рис. 2.11

Пульсация силы тяги будет равна нулю, если $Q_{1cp} \cos 2\omega t + Q_{2cp} \cos(2\omega t + 2\varphi) = 0$. Для выполнения этого

условия необходимо, чтобы $Q_{1cp} = Q_{2cp}$, $\varphi = \frac{\pi}{2}$.

Если не выполняется хотя бы одно из этих условий, имеет место пульсация силы тяги, амплитуда которой из выражения (2.9) равна:

$$\Delta Q_{cp} = \sqrt{Q_{1cp}^2 + Q_{2cp}^2 + 2Q_{1cp}Q_{2cp} \cos 2\varphi}.$$

В реальных электромагнитах в диапазоне полного перемещения якоря условие $\varphi = \pi/2$ выполнить практически невозможно, так как при перемещении якоря изменяется индуктивность обмоток, что приводит к изменению фазового сдвига между токами I_1 и I_2 (при постоянной величине емкости C). Обычно выбирают емкость конденсатора C из условия получения угла φ , близкого к $\pi/2$, при том положении якоря, которое он занимает большую часть времени работы.

Конструктивно и технологически более простым и экономичным способом получения сдвига фаз между двумя потоками является использование короткозамкнутых обмоток (электромагнитных экранов), которые охватывают часть магнитопровода. На рис. 2.12, *а* приведена схема ЭММ с таким экраном, а на рис. 2.12, *б* – векторная диаграмма для магнитной цепи. Поток в части магнитной цепи, охваченной витками короткозамкнутой катушки экрана w_3 , определяется НС катушки управления w_y и НС катушки экрана.

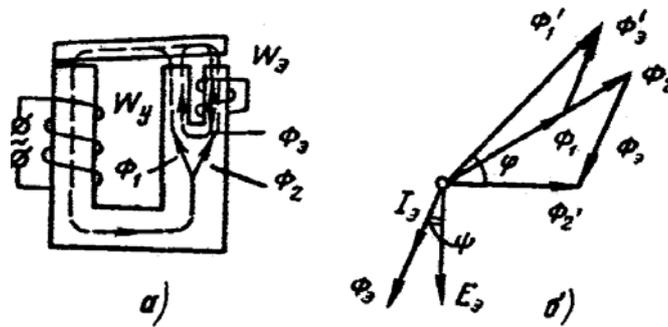


Рис. 2.12

Используя метод суперпозиции, этот поток представим в виде: $\Phi_2' = \Phi_2 + \Phi_3$, где Φ_2 – поток, определяемый сигналом управления; Φ_3 – поток, определяемый током I_3 в экране.

Поток Φ_2' индуцирует в катушке w_3 ЭДС E_3 , отстающую от него на $\pi/2$. Ток в экране I_3 отстает от E_3 на небольшой угол,

зависящий от величины потока рассеяния катушки w_3 . Поток же Φ_3 совпадает по фазе с I_3 . Вычитая Φ_3 из Φ_2' , найдем Φ_2 , который совпадает с Φ_1 . Суммируя Φ_1 с частью потока экрана Φ_3' (с обратным экраном), проходящего по участку сердечника, не охваченного экраном, получаем результирующий поток Φ_1' , проходящий по этому участку магнитопровода. Потоки Φ_1' и Φ_2' с фазовым сдвигом φ и создают составляющие силы тяги q_{T1} и q_{T2} . Из векторной диаграммы следует, что угол φ в данной схеме невозможно сделать равным $\pi/2$, так как $\varphi = \pi/2$ может быть только при $\psi=0$ и при $\Phi_3 \rightarrow \infty$, что потребует $I_3 \rightarrow \infty$. Последнее условие соответствует бесконечно большой мощности, выделяемой в катушке экрана. Необходимо также учитывать, что при установке экрана снижается регулирующий поток, и, следовательно, несколько уменьшается сила тяги ЭММ.

2.3. Реверсивные электромагнитные механизмы

2.3.1. Принцип действия реверсивных ЭММ

Реверсивными ЭММ постоянного тока (поляризованными) называют ЭММ, у которых направление перемещения якоря или плунжера зависит от полярности сигнала управления. Реверсивными ЭММ переменного тока называют ЭММ, у которых направление перемещения якоря определяется фазой напряжения управления. Из реверсивных ЭММ в автоматических устройствах относительно широко используются ЭММ постоянного тока, поэтому только они и будут рассмотрены ниже.

Работа реверсивного ЭММ постоянного тока основана на сравнении направления управляющего потока Φ_y , создаваемый обмоткой управления, с направлением вспомогательного так называемого поляризующего потока Φ_n , создаваемого постоянным магнитом или вспомогательной обмоткой. Все конструктивные разновидности реверсивных ЭММ по конфигурации магнитной цепи можно разбить на дифференциальные и мостовые. На рис. 2.13, а приведен поляризованный электромагнит с дифференциальной магнитной

цепью, а на рис. 2.13, б – ее схема замещения в пренебрежении потоками утечки. На рис. 2.13, в дана схема поляризованного электромагнита с мостовой магнитной цепью, а на рис. 2.13, г – ее схема замещения. На рис. 2.13, б, г F_y – НС обмотки управления, F_n – НС постоянного магнита, создающего поляризующий поток. Якорь электромагнита размещен в зазоре, образованном двумя полюсами сердечника. Таким образом, в поляризованном ЭММ имеются два рабочих зазора, через которые проходят и поляризующий, и управляющий потоки, но в одном из зазоров они направлены согласно, а в другом – встречно. Поэтому результирующая сила, действующая на якорь, по величине и направлению зависит от величины и направления потока управления.

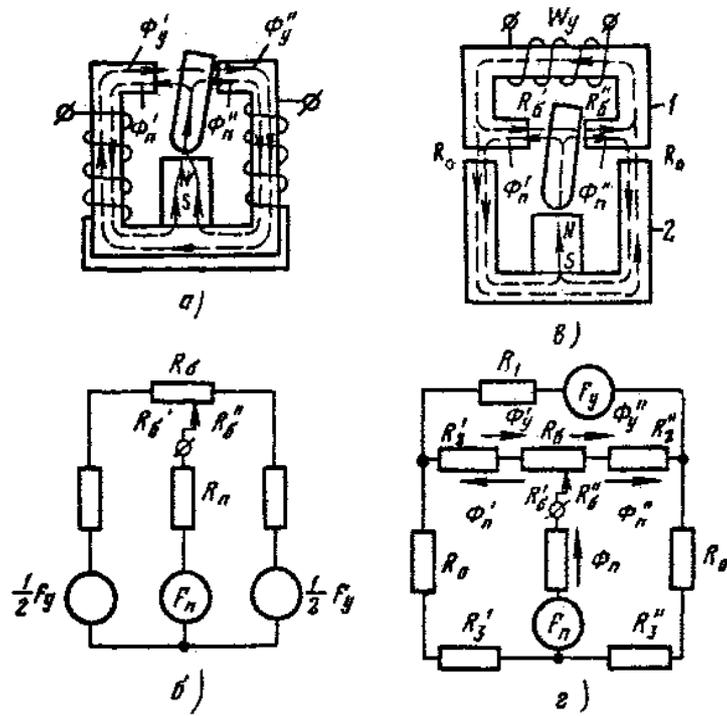


Рис. 2.13

2.3.2. Статические характеристики реверсивных ЭММ

Рассмотрим статические характеристики на примере реверсивного ЭММ с мостовой магнитной цепью (рис. 2.13, в). Пренебрегая потоками утечки и магнитным сопротивлением стали, схему замещения для этой цепи можно представить в виде схемы рис. 2.13, г. Считая приближенно рабочий зазор (между якорем и сердечником) ограниченным плоскопараллельными поверхностями, и пренебрегая потоками выпучивания, выражения для сопротивлений рабочих воздушных зазоров слева и справа от якоря можно записать в виде:

$$R_{\delta} = R'_{\delta} + R''_{\delta} = \frac{\delta' + \delta''}{\mu_0 S} = \frac{\delta}{\mu_0 S} = \text{const.}$$

Если вести отсчет перемещения якоря x от его начального среднего положения ($\delta'_n = \delta''_n = \frac{\delta}{2}$), то выражения для R'_{δ} и R''_{δ} примут вид:

$$R'_{\delta} = \frac{\delta'}{\mu_0 S} = \frac{\frac{\delta}{2} + x}{\mu_0 S} = R_{\delta} \left(\frac{1}{2} + \frac{x}{\delta} \right); \quad R''_{\delta} = \frac{\delta''}{\mu_0 S} = \frac{\frac{\delta}{2} - x}{\mu_0 S} = R_{\delta} \left(\frac{1}{2} - \frac{x}{\delta} \right).$$

Чтобы рабочий зазор не шунтировался сердечником 2 (рис. 2.13, в), между ним и сердечником 1 вводят дополнительные воздушные зазоры, сопротивление которых на схеме обозначается как R_0 . Обычно $R_0 \gg R_{\delta}$, поэтому поляризующие и управляющие потоки в рабочих зазорах δ' и δ'' равны:

$$\Phi'_{II} \approx \frac{F_{II}}{R_0 + \frac{R'_{\delta} R''_{\delta}}{R_{\delta}}} \frac{R''_{\delta}}{R_{\delta}} \approx \frac{2F_{II}}{R_0} \frac{R''_{\delta}}{R_{\delta}} = \frac{2F_{II}}{R_0} \left(\frac{1}{2} - \frac{x}{\delta} \right) = \frac{F_{II}}{R_0} \frac{\delta - 2x}{\delta},$$

$$\Phi''_{II} \approx \frac{2F_{II}}{R_0} \frac{R'_{\delta}}{R_{\delta}} = \frac{2F_{II}}{R_0} \left(\frac{1}{2} + \frac{x}{\delta} \right) = \frac{F_{II}}{R_0} \frac{\delta + 2x}{\delta},$$

$$\Phi'_y \approx \frac{F_y}{R_{\delta}} \approx \Phi''_y.$$

Результирующие потоки в зазорах δ' и δ'' равны:

$$\Phi_1 = \Phi'_{II} - \Phi_y = \frac{F_{II}}{R_0} \frac{\delta - 2x}{\delta} - \frac{F_y}{R_\delta},$$

$$\Phi_2 = \Phi'' + \Phi_y = \frac{F_{II}}{R_0} \frac{\delta + 2x}{\delta} + \frac{F_y}{R_\delta}.$$

Результирующая сила тяги от потоков Φ_1 и Φ_2

$$Q_T = Q_{T2} - Q_{T1} = \frac{1}{2\mu_0 S} (\Phi_2^2 - \Phi_1^2) = \frac{4F_{II}^2}{\mu_0 S \delta R_0} x + \frac{2F_{II}}{\mu_0 S R_0 R_\delta} F_y.$$

Из этого выражения можно получить уравнение статической характеристики рассматриваемого ЭММ при принятых допущениях в виде:

$$x = K_1 Q_T - K_2 F_y, \quad (2.10)$$

где $K_1 = \frac{\mu_0 S \delta R_0^2}{4F_{II}^2}$; $K_2 = \frac{\mu_0 S R_0}{2F_{II}}$, а x лежит в пределах

$$-\frac{\delta}{2} \leq x \leq +\frac{\delta}{2}.$$

На рис. 2.14, а, б приведены семейства регулировочных и внешних характеристик, построенных по уравнению (2.10).

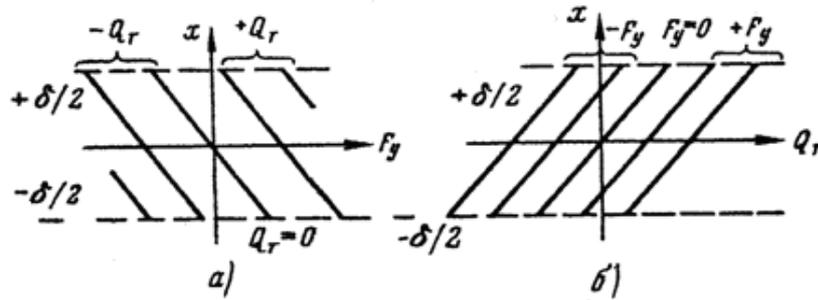


Рис. 2.14

У реальных реверсивных ЭММ из-за конечных значений магнитных сопротивлений R_0 и стали, а также наличия потоков утечки и выпучивания статические характеристики нелинейны (рис. 2.15, а, б).

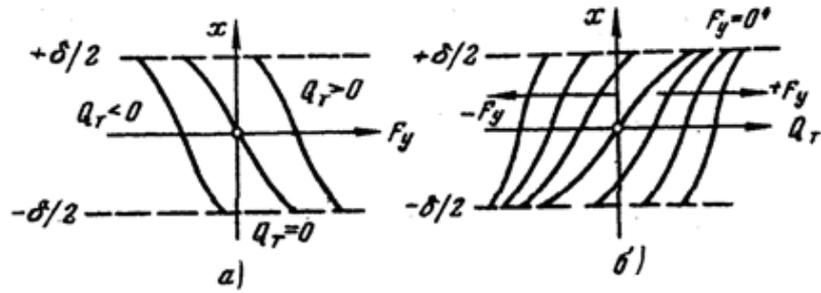


Рис. 2.15

В зависимости от вида нагрузочной характеристики реверсивные ЭММ могут быть преобразователями и дискретного, и непрерывного действия. Большинство реверсивных ЭММ используется в так называемых поляризованных реле и дистанционных переключателях, в которых нагрузкой якоря является упругая сила пружин. На рис. 2.16, а, б приведено построение внешних и регулировочных характеристик реверсивного ЭММ, нагруженного пружиной с большим коэффициентом упругости ($K_{II} = \frac{Q_c}{x} \gg \left| \frac{\partial Q_r}{\partial x} \right|_{x=0}$).

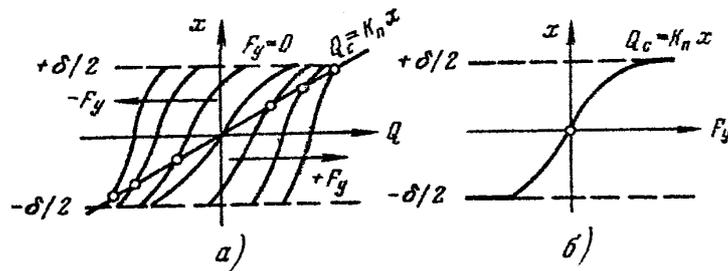


Рис. 2.16

В этом случае точками статического равновесия якоря ЭММ будут точки пересечения внешних характеристик с нагрузочной $Q_c = K_n x$, следовательно, каждому значению сигнала управления в пределах $-F_{y \text{ макс}} \leq F_y \leq +F_{y \text{ макс}}$ будет соответствовать определенное положение якоря (рис. 2.16, б).

Если же якорь реверсивного ЭММ нагружен пружиной с небольшой упругостью $K_n = \frac{Q_c}{x} < \left| \frac{\partial Q_T}{\partial x} \right|_{x=0}$, то ЭММ работает в режиме реверсивного реле-триггера (рис. 2.17, б).

Действительно, при $F_y=0$ точка пересечения внешней характеристики с нагрузочной, имеющая координаты $x=0, Q=0$, является точкой неустойчивого равновесия. При малейшем смещении из этого положения якорь под действием разности сил $|Q_T|_{F=0} - Q_c$ перемещается в одно из крайних положений ($x = \pm \frac{\delta}{2}$)

. Если якорь находится, предположим, в точке $x = -\frac{\delta}{2}$, то для перевода его в другое крайнее положение ($x = +\frac{\delta}{2}$) необходимо подать сигнал $F_y \geq +F_{cp}$. Величина F_{cp} определяется как сила тяги в среднем положении якоря. Следовательно, при $F_y = 0$ якорь ЭММ занимает одно из двух крайних положений, определяемых знаком предыдущего сигнала.

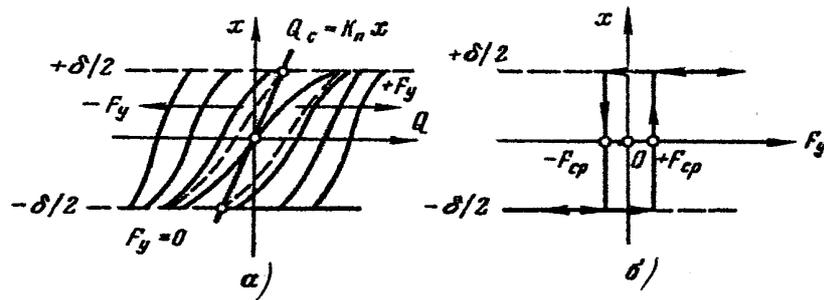


Рис. 2.17

Условное обозначение реверсивных ЭММ на электрических схемах показано на рис. 2.18.

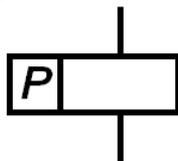


Рис.2.18

2.4. Временные характеристики электромагнитных механизмов

Динамические характеристики ЭММ, определяющие закон изменения положения якоря или плунжера и связанной с ним нагрузки при известном законе изменения во времени управляющего сигнала, могут быть получены решением дифференциальных уравнений. Даже при весьма грубых допущениях переходные процессы в большинстве ЭММ описываются нелинейными дифференциальными уравнениями, поэтому для определения динамических характеристик используют приближённые методы.

Динамические свойства ЭММ дискретного действия обычно оценивают временем срабатывания и временем отпускания (интервалы времени между моментами скачкообразного изменения управляющего сигнала и окончания движения якоря из одного крайнего положения в другое). Поскольку при проектировании и наладке систем автоматики с ЭММ часто требуется изменение этих параметров, например, для согласования с другими элементами системы нужно проанализировать физические процессы, протекающие во время срабатывания и отпускания ЭММ и методы воздействия на них с целью изменения в нужном направлении.

2.4.1. Переходные процессы в ЭММ при срабатывании

Дискретный режим работы ЭММ в большинстве случаев обеспечивается выбором соответствующей характеристики нагрузки. Для упрощения схемы управления электромагнитом обычно используют дискретные управляющие сигналы, хотя такой ЭММ будет работать в релейном режиме и при непрерывном

управляющем сигнале. Рассмотрим методику определения динамических характеристик ЭММ дискретного действия на примере ЭММ постоянного тока, управляемого с помощью контактного или бесконтактного ключевого элемента K (рис. 2.19).

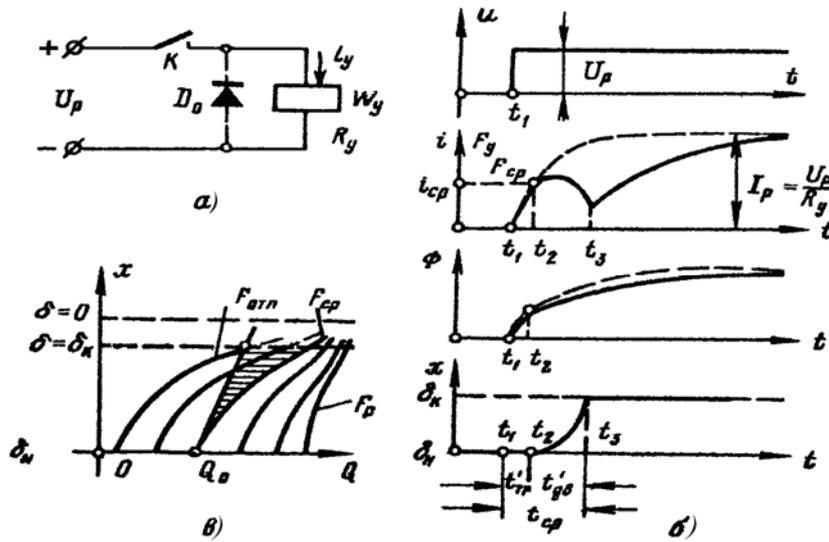


Рис. 2.19

При замыкании ключа K в момент времени t_1 на обмотку управления W_y ЭММ скачком подается рабочее напряжение U_p (рис. 2.19, б). Ток и НС начнут нарастать по экспоненте с постоянной времени $T_{ун}$ до момента времени t_2 , когда сила тяги Q_T станет равной начальной силе сопротивления Q_0 . С этого момента времени начнется движение якоря под действием разности сил $Q_T - Q_0$ (рис. 2.19, в). Значения тока и НС, определённые по выражению (2.3) из условия $Q_T = Q_0$ при $\delta = \delta_n$, называют током и НС срабатывания ($I_{сп}, F_{сп} = I_{сп} w_y$).

Дальнейший закон изменения тока и НС можно найти решением нелинейных дифференциальных уравнений, что сложно,

поэтому изменение тока и НС рассмотрим качественно. При движении якоря уравнение электрической цепи примет вид:

$$U_p = i_y R_y + \frac{d\Psi_y}{dt} = i_y R_y + \frac{d}{dt}(L_y i_y) = i_y R_y + L_y \frac{di_y}{dt} + i_y \frac{dL_y}{dt} =$$

$$= i_y R_y + L_y \frac{di_y}{dt} + i_y \frac{dG_m}{dx} \frac{dx}{dt}.$$

Из этого выражения следует, что кроме противоЭДС, обусловленной изменением тока, в обмотке управления дополнительно наводится противоЭДС, пропорциональная скорости изменения магнитной проводимости. Поэтому ток после $t = t_2$ может уменьшаться, причём тем сильнее, чем больше скорость движения якоря. Поток же продолжает увеличиваться и после t_2 , так как уменьшается магнитное сопротивление. Следовательно, и сила тяги также продолжает увеличиваться, обеспечивая ускоренное движение якоря. В момент времени t_3 якорь достигает своего конечного положения и останавливается, и с этого момента времени ток и НС изменяются по экспоненте, но с постоянной времени, соответствующей большему значению индуктивности катушки при $\delta = \delta_k$.

Интервал времени от момента подачи управляющего напряжения t_1 до момента окончания движения якоря t_3 называют временем срабатывания ЭММ $t_{cp} = t_3 - t_1$. Его можно разделить на два интервала: время трогания при срабатывании, т. е. от момента подачи напряжения до начала движения якоря ($t_{тр} = t_2 - t_1$), и время движения при срабатывании ($t_{дв} = t_3 - t_2$). Таким образом, $t_{cp} = t_{тр} + t_{дв}$.

Время трогания при срабатывании может быть найдено аналитически достаточно просто при известных токах срабатывания I_{cp} и рабочем токе I_p . Действительно, ток I_y в обмотке

изменяется по экспоненте $I_y = I_p (1 - e^{-\frac{t}{T_n}})$ и достигает значения

$$I_{cp} \text{ при } t_{тр} = T_n \ln \frac{I_p}{I_p - I_{cp}}.$$

Время движения $t_{дв}$ при срабатывании аналитически определяется сложнее. Экспериментально время срабатывания

ЭММ легко определяем по осциллограмме тока, используя характерный излом на кривой тока в момент окончания движения якоря ($t = t_3$, рис. 2.19, б).

2.4.2. Переходные процессы в ЭММ при отпускании

Выключение электромагнита размыканием ключа K (рис. 2.19, а) сопровождается появлением больших перенапряжений на обмотке управления и на ключе.

Действительно, если сопротивление ключевого элемента изменяется от весьма малого $R_{\min} \ll R_y$ в замкнутом (включенном) состоянии до очень большого $R_{\max} \gg R_y$ в разомкнутом (выключенном) состоянии за время, $\Delta t \ll T_y$ то благодаря наличию индуктивности ток в цепи за Δt существенно измениться не сможет, и падение напряжения на ключевом элементе изменится с $I_p R_{\min}$ почти до $I_p R_{\max}$, которое может в десятки раз превышать напряжение питания U_p . На обмотке управления перенапряжение приблизительно равно $I_p R_{\max} - U_p$. Величина перенапряжений зависит также от величины распределённой ёмкости обмотки ЭММ и паразитной ёмкости ключевого элемента, поэтому на приведённые выражения нужно смотреть как на качественную оценку процесса выключения. При использовании контактных ключей появление перенапряжений в момент выключения может привести к искровому или дуговому разряду на контактах, которые, поглощая часть энергии, накопленной в магнитном поле ЭММ, снижают перенапряжения. При применении же в качестве ключей бесконтактных элементов, особенно полупроводниковых приборов в ключевом режиме, появление перенапряжений на ключах может привести к выходу последних из строя в результате пробоя. В этом случае рекомендуется шунтировать обмотку управления встречно включённым “обратным” диодом, показанным на рис. 2.19, а пунктиром.

Если выключить обмотку, зашунтированную диодом D_0 , то после разрыва цепи питания обмотка оказывается закороченной весьма малым прямым сопротивлением D_0 и по ней протекает ток

$i_y \approx I_p e^{-\frac{t}{T_k}}$, где T_k – электромагнитная постоянная времени ЭММ при конечном положении якоря ($\delta = \delta_k$).

В отсутствие сигналов на других обмотках катушки управления по такому же закону будет изменяться и НС катушки

$$(2.11) \quad F_y = i_y w_y = F_p e^{-\frac{t}{T_k}},$$

при этом якорь вначале остается неподвижным, занимая конечное положение. Когда F_y уменьшится до такого значения, при котором сила тяги станет меньше сил сопротивления $(Q_c)_k$ при $\delta = \delta_k$, начнется движение якоря под действием разности сил $Q_c - Q_r$. Значения тока и НС называют током и НС отпущения.

Подставив в выражение (2.11) значение $F_y = F_{отп}$, можно найти время трогания при отпущении

$$(2.12) \quad t_{тр} = T_k \ln \frac{F_p}{F_{отп}} = T_k \ln \frac{I_p}{I_{отп}}.$$

Во время движения якоря возникает дополнительная ЭДС, пропорциональная скорости его перемещения. Эта ЭДС направлена согласно с током, поэтому после начала движения якоря ток и НС могут увеличиваться (рис. 2.20). После возвращения якоря в начальное положение ($\delta = \delta_n, x = 0$) ток и НС спадают по экспоненте с постоянной времени T_n .

Время движения при отпущении, так же как и при срабатывании, легче определяется экспериментально. Если выключение ЭММ производят в отсутствие D_0 , причем время коммутации $\Delta t \ll T_k$, можно принять, что ток i_y в обмотке управления прекращается мгновенно (рис. 2.20, б). Но поток мгновенно не может уменьшиться, его будут поддерживать вихревые токи в магнитопроводе и токи в закороченных обмотках. Если ЭММ имеет одну обмотку управления, то поток будут поддерживать одни вихревые токи в магнитопроводе ($F_y = F_{вт}$). В остальном процесс отпущения носит тот же характер, что и при наличии D_0 , только время отпущения меньше, так как при выключенной обмотке меньше постоянная времени T_k .

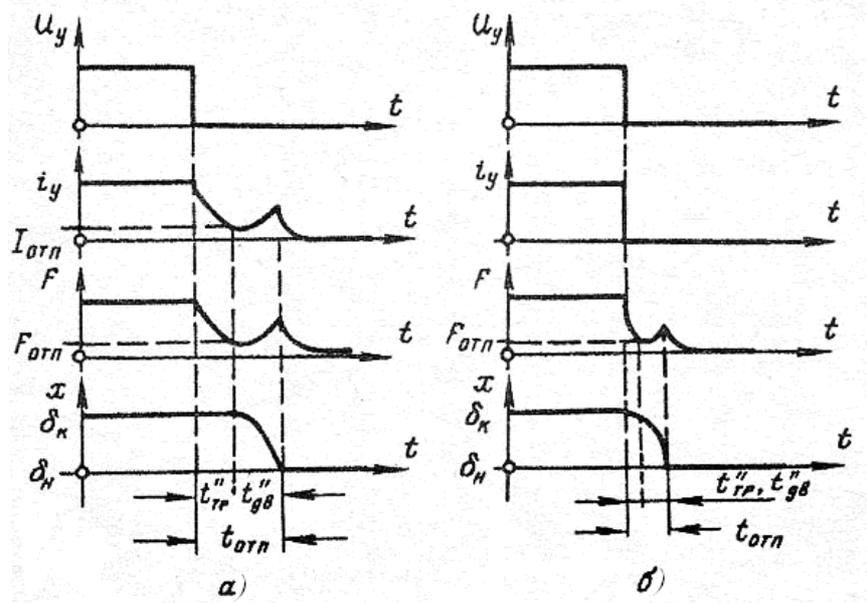


Рис. 2.20

Время срабатывания и время отпущения ЭММ малой и средней силы тяги (от единиц до нескольких сотен ньютон) составляют 5–50 мс.

2.4.3. Изменение временных характеристик ЭММ

При использовании ЭММ в САУ часто возникает задача изменения их временных параметров как в сторону уменьшения, так и в сторону увеличения. Такие ЭММ называют ускоренными или замедленными (на срабатывание или отпущение, или на срабатывание и отпущение). Иногда задача создания таких ЭММ решается при их изготовлении, но довольно часто приходится решать ее при разработке и монтаже САУ из серийных ЭММ с нормальными временными параметрами.

Время срабатывания и отпускания можно изменить за счет изменения времени трогания и времени движения. Время трогания определяется величинами электромагнитной постоянной времени и коэффициентов запаса по токам или НС срабатывания и отпускания, и для ЭММ на малые и средние силы тяги его можно простыми средствами изменять в 3-5 раз в сторону увеличения и в 1,5-3 раза в сторону уменьшения. Время движения определяется в большей степени переходными процессами в механической цепи ЭММ, чем в электрической. Используя различного рода механические тормозы, демпферы и маятниково-спусковые механизмы, возможно значительно увеличить время срабатывания и отпускания. Таким путем идут при создании реле времени (таймеров) с временем срабатывания и отпускания, измеряемыми секундами, минутами и более. Этот метод предполагает изменение конструкции ЭММ, что практически исключается при монтаже схем из серийных ЭММ. Поэтому остановимся только на изменении времени трогания путем различных схем включения обмоток ЭММ. Ясно, что при этом будет в некоторой степени изменяться и время движения, но это можно не учитывать.

Рассмотрим некоторые методы изменения временных параметров ЭММ.

Уменьшение времени срабатывания. Уменьшение времени срабатывания за счет уменьшения времени трогания при срабатывании можно осуществить за счет уменьшения электромагнитной постоянной времени и увеличения коэффициента запаса по срабатыванию. Минимальную постоянную времени можно получить, используя у ЭММ с многообмоточной катушкой только одну обмотку минимального объема, поскольку постоянная времени обмотки пропорциональна ее объему. В этом режиме обмотка управления должна выбираться из условий максимальной тепловой нагрузки для получения высокого значения коэффициента запаса по току срабатывания. Если же после срабатывания вводить в цепь обмотки управления дополнительное сопротивление, ограничивающее ток до допустимой величины, то коэффициент запаса можно иметь значительно больше. Чтобы не ставить специальных управляющих элементов для введения дополнительного сопротивления $R_{доп}$, используют нелинейные

сопротивления (например, термисторы, рис. 2.21, а) или шунтируют это сопротивление емкостью (рис. 2.21, б). На рис. 2.21, в $R_{\text{доп}}$ шунтируется вспомогательным размыкающим контактом РК, который размыкается после срабатывания ЭММ. Такая схема удобна при уменьшении времени срабатывания электромагнитного реле, у которого в контактной группе имеется лишний размыкающий контакт.

Уменьшение времени отпущения. Минимальное время отпущения имеют ЭММ, выключаемые разрывом цепи обмотки без шунтирования ее. Время отпущения можно уменьшить, снижая рабочий ток ЭММ введением, например, в цепь обмотки дополнительного сопротивления. Нужно только учитывать, что это снижает надежность срабатывания ЭММ.

Увеличение времени срабатывания и отпущения. Замедлить ЭММ возможно путем увеличения постоянной времени T_y и уменьшения величины рабочего тока I_p . Уменьшение I_p ограничено требованиями надежности работы ЭММ при колебаниях

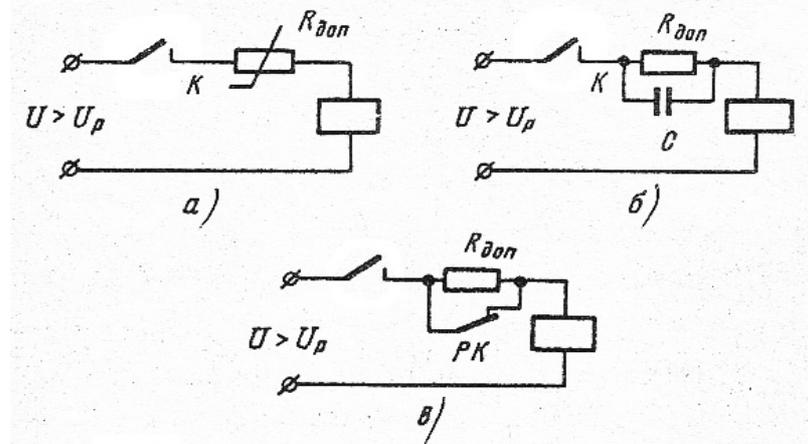


Рис. 2.21

напряжения питания и параметров нагрузки. Кроме того, уменьшение I_p влияет на $t_{\text{ср}}$ и $t_{\text{отп}}$ с разными знаками. Поэтому большей частью для замедления ЭММ увеличивают T_y , используя электромагнитное экранирование и R-C цепи. На рис. 2.22, а

приведена схема, позволяющая увеличить время срабатывания и отпускания двухобмоточного ЭММ.

Изменяя величину сопротивления в цепи второй обмотки, играющей в данном случае роль электромагнитного экрана, можно увеличить $t_{ср}$ и $t_{отп}$ не более, чем в 2-3 раза, в зависимости от объемов обмоток. При необходимости увеличения только $t_{ср}$ или только $t_{отп}$ в цепь экрана вводят вентиль с соответствующей полярностью включения (рис. 2.22, б). Схема рис. 2.22, в позволяет увеличить в небольших пределах (1,5-2 раза) $t_{отп}$ однообмоточных реле. В большее число раз (до $t \sim 1с$) позволяет увеличить $t_{ср}$ и $t_{отп}$ схема рис. 2.22, з, в которой при включении ЭММ $t_{ср}$ пропорционально $R_{доп}C$, а при выключении $t_{отп}$ пропорционально $R_{y}C$.

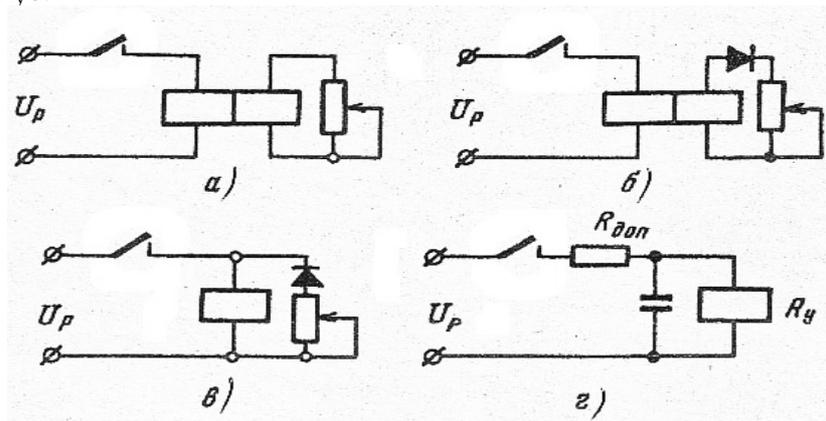


Рис. 2. 22

Выбирая элементы схемы ($R_{доп}$, C), необходимо учитывать величину индуктивности ЭММ, чтобы переходные процессы в системе были аperiodическими, а не колебательными.

Некоторые ЭММ, например электромагниты нереверсивных (нейтральных) реле, имеют электромагнитные экраны, устанавливаемые при их изготовлении (так называемые замедленные реле). На рис. 2.23 показаны варианты расположения экранов на магнитопроводах таких реле. Если экран выполняется в виде медной гильзы, надеваемой на сердечник реле (рис. 2.23, а),

или в виде массивной медной шайбы, надеваемой на сердечник у рабочего воздушного зазора (рис. 2.23, б), то он увеличивает приблизительно одинаково $t_{\text{ср}}$ и $t_{\text{отп}}$. Если же шайбу экрана расположить на сердечнике около основания (рис. 2.23, в), то $t_{\text{отп}}$ увеличивается значительно больше $t_{\text{ср}}$.

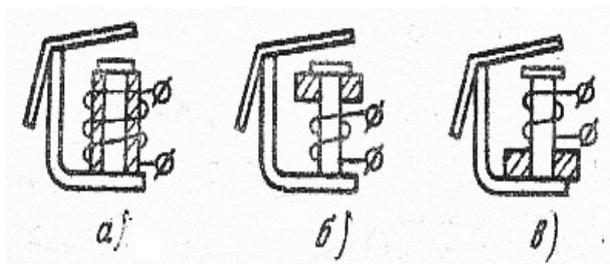


Рис. 2. 23

В ЭММ переменного тока при дискретном сигнале время нарастания потока зависит не только от электромагнитной постоянной времени ЭММ, но и от момента включения напряжения относительно начала полуволны (при синусоидальном напряжении питания). Можно считать, что практически при любом моменте включения напряжения на обмотку ток и поток достигают значения тока и потока срабатывания за время не более $0,25 \div 0,5$ периода. При частоте 50 Гц это составляет 5-10 мс. Время же движения ЭММ переменного тока благодаря большей массе якоря обычно превышает время движения ЭММ постоянного тока. В целом $t_{\text{ср}}$ и $t_{\text{отп}}$ ЭММ переменного тока несколько больше $t_{\text{ср}}$ и $t_{\text{отп}}$ ЭММ постоянного тока на ту же силу тяги.

2.5. Области применения и конструкции электромагнитных устройств

2.5.1. Силовые электромагниты

Силовые электромагниты используют в САУ в качестве приводных (исполнительных) механизмов для приведения в

действие различных регулирующих органов (вентилей, заслонок, тормозных колодок и т.п.), а также в качестве удерживающих электромагнитов (в основном в системах автоматической защиты). Приводные электромагниты служат для преобразования электрической энергии в механическую работу, и основными требованиями к ним являются высокий КПД преобразования, минимальные габариты и вес. Они обычно имеют силу тяги от нескольких ньютонов до нескольких сотен ньютонов при рабочих перемещениях якоря или плунжера от десятых долей миллиметра до нескольких десятков сантиметров.

Перемещение якоря в удерживающих электромагнитах обычно незначительно и от них требуются большие усилия притяжения. Конструкция магнитопровода электромагнита постоянного тока определяется рабочим ходом якоря или плунжера и силой тяги. На рис. 2.24 приведена тяговая характеристика электромагнита $Q_T(x)$ при рабочем значении НС ($F_y = F_p$). Если считать силы сопротивления нагрузки и ЭММ постоянными и равными силе тяги ЭММ при начальном положении якоря ($Q_n = |Q_T|_{x_n} = \text{const}$), то при перемещении якоря из начального положения x_n в конечное x_k будет совершена полезная механическая работа по преодолению сил

сопротивления: $A_n = \int_{x_n}^{x_k} Q_n dx = Q_n |x_k - x_n| = Q_n \Delta x$, где Δx –

рабочий ход якоря или плунжера. Изменяя рабочий ход Δx , например, за счет изменения начального положения якоря, строим зависимость $A_n(x_n)$ или $A_n(\Delta x)$ (на рис. 2.24 изображена пунктиром).

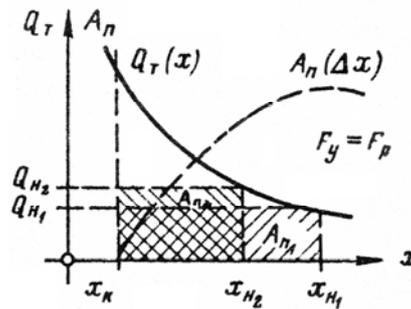


Рис 2. 24

Для каждого электромагнита имеется оптимальный рабочий ход $(\Delta x)_{\text{опт}}$, при котором он совершает максимальную полезную работу. Величина $(\Delta x)_{\text{опт}}$ зависит от мощности электромагнита и вида тяговой характеристики, которая определяется формой и размерами рабочего воздушного зазора ЭММ.

Силовые электромагниты обычно выполняют плунжерными (рис. 2.25, а, в, д, ж). Если рабочий зазор ограничен двумя

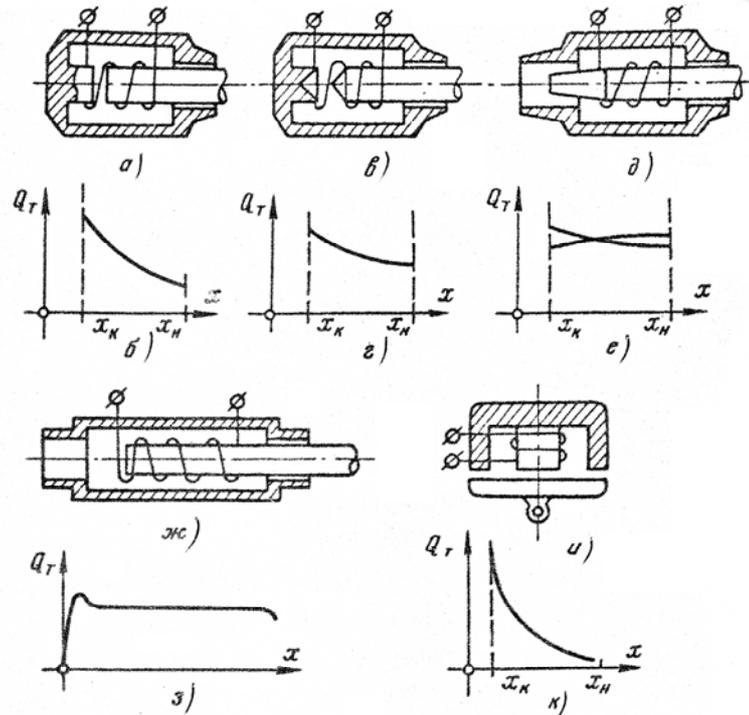


Рис. 2. 25

параллельными плоскостями – плоскими торцами плунжера и стопа (рис. 2.25, а), то тяговая характеристика близка к гиперболе (рис. 2.25, б) и оптимальный рабочий ход для ЭММ на средние силы тяги $(\Delta x)_{\text{опт}}$ лежит в пределах 2-5 мм. При необходимости

иметь большой рабочий ход используют электромагниты, у которых концы плунжера и стопа имеют конические формы (рис. 2.25, в).

В этом случае тяговая характеристика более пологая (рис. 2.25, з) и $(\Delta x)_{\text{опт}} \approx 5-10$ мм. Используя электромагнит типа рис. 2.25, д, можно в зависимости от угла конусности рабочего конца плунжера получить тяговые характеристики вида рис. 2.25, е. Такие электромагниты обычно используют при $\Delta x = 10-20$ мм. Перемещения до нескольких десятков сантиметров позволяют получить электромагниты, работающие на потоках рассеяния (рис. 2.25, ж). Вид их тяговых характеристик показан на рис. 2.25, з.

Удерживающие электромагниты изготавливаются как плунжерные типа рис. 2.25, а, так и с внешним плоским якорем (рис. 2.25, и). Тяговая характеристика последнего по форме очень близка к квадратичной гиперболе, поэтому для него обычно $(\Delta x)_{\text{опт}} \approx 5-10$ мм. Плунжер электромагнита перемещается в направляющей трубке (чаще всего латунной). В быстродействующих электромагнитах в трубке делают продольный разрез, так как в противном случае она, являясь электромагнитным экраном, увеличивает инерционность ЭММ. Часто направляющую трубку используют в качестве каркаса катушки управления. Катушки управления наматывают медным проводом и пропитывают компаундами.

В силовых электромагнитах переменного тока величина потока мало зависит от величины рабочего зазора, т. е. от хода якоря или плунжера. Поэтому они обычно имеют наиболее простую конструкцию: плунжерного типа с плунжером, имеющим плоский конец (рис. 2.26, а), или с внешним притягивающимся якорем (рис. 2.26, б). Магнитопроводы таких электромагнитов для снижения потерь от вихревых токов выполняют из листовой электротехнической стали.

Электромагниты на небольшие силы тяги (до нескольких ньютонов) могут изготавливаться из литой стали, например, по типу электромагнита, изображенного на рис. 2.25, а. Для уменьшения пульсации силы тяги однофазных электромагнитов широко используют электромагнитные экраны, охватывающие часть сечения магнитопровода, как на рис. 2.26, а, б. Большинство силовых электромагнитов имеют релейные регулировочные характеристики и

используются в дискретных (релейных) САУ, хотя при соответствующем выборе внешней и нагрузочной характеристик возможно создание ЭММ непрерывного действия.

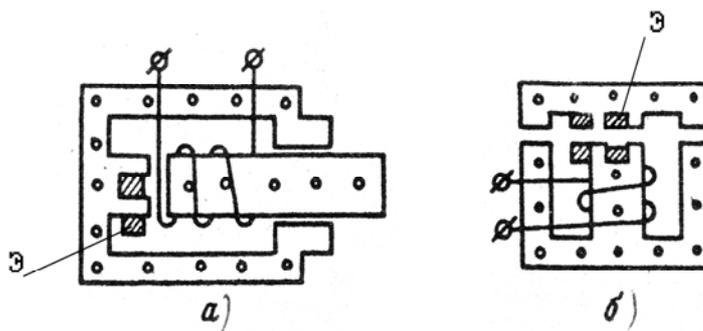


Рис. 2. 26.

По динамическим свойствам силовые электромагниты (применительно к электромагнитам дискретного действия) делятся на быстродействующие, нормальные и замедленные. Мощные электромагниты, рассчитанные на тяговые усилия порядка нескольких десятков – нескольких сотен ньютонов при перемещениях до нескольких сантиметров, имеют обычно нормальное время срабатывания $t_{cp} = 50 - 150$ мс. При $t_{cp} < 50$ мс они могут считаться быстродействующими, при $t_{cp} > 150$ мс – замедленными. Маломощные электромагниты ($Q_T < 10$ Н и $\Delta x < 1$ мм) имеют обычно нормальное время срабатывания $t_{cp} = 5 - 50$ мс. Быстродействующие маломощные электромагниты имеют $t_{cp} < 5$ мс, а замедленные $t_{cp} > 50$ мс.

2.5.2. Электромагнитные реле

Объединение в одной конструкции электромагнитного механизма и контактного устройства, приводимого этим механизмом в действие, предназначенного для коммутации электрических цепей, позволяет получать электромагнитную коммутационную аппаратуру различного назначения. В САУ широко используют различные электромагнитные реле, контакторы, дистанционные переключатели,

шаговые искатели, автоматические выключатели и т. п. К электромагнитным реле относят электромагнитные контактные устройства, предназначенные для коммутации электрических цепей силой тока до 10 А, напряжением до 380 В и мощностью до 1000 ВА (на контактную пару).

Контактные устройства с электромагнитным управлением, предназначенные для коммутации электрических цепей большей мощности, называют контакторами и автоматическими выключателями.

Рассмотрим некоторые основные типы и конструкции контактов.

В электромагнитной контактной аппаратуре используют так называемые разрывные контакты, служащие для коммутации (включений, выключений и переключений) с целью управления работой электрических цепей, находящихся под током. Для включения цепи необходимо привести в механическое соприкосновение два электропроводящих так называемых контактных тела, а при выключении развести их на некоторое расстояние. В общем случае один электромагнитный механизм может управлять работой нескольких контактов, что позволяет коммутировать несколько различных гальванически не связанных электрических цепей. Совокупность контактов данного устройства называют контактной системой. Весьма важным в ряде случаев свойством контактных устройств является больший коммутационный коэффициент, т.е. отношение проводимостей в замкнутом и разомкнутом состояниях. Если это отношение у полупроводниковых устройств обычно не превышает 10^8 , то для контактных оно составляет $10^{12} - 10^{14}$. Условное обозначение на электрических схемах некоторых размыкающих, замыкающих и переключающих контактов приведено на рис. 2.27.

Обмотку управления данного реле и все его контакты обозначают одними и теми же буквами или цифрами. Контакты изображают в положении, которое они занимают при обесточенной обмотке управления независимо от действительного ее состояния.

Динамические свойства электромагнитных реле характеризуются временем срабатывания и временем отпускания. Временем срабатывания реле называют интервал времени между моментами подачи на управляющую обмотку сигнала управления и первого касания контактных тел у замыкающего контакта или начала

отхода друг от друга контактных тел у размыкающего контакта. Временем отпущания реле называют интервал времени между моментом снятия сигнала управления с управляющей обмотки (отключением тока или напряжения, или закорачиванием обмотки) и моментом начала отхода контактных тел замыкающего контакта или моментом первого касания контактных тел размыкающего контакта.

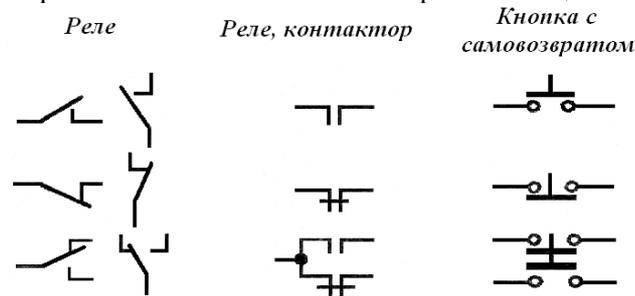


Рис. 2.27

Входящие в эти определения понятия первого касания или первого замыкания обусловлены тем, что у подавляющего большинства реле имеет место так называемый "дребезг" контактов – самопроизвольные повторяющиеся кратковременные замыкания и размыкания контактов при срабатывании или отпущании реле. Дребезг контактов обусловлен упругими свойствами как самих контактных тел, так и элементов контактной системы, на которых крепятся контактные тела.

У большинства электромагнитных реле контактные тела закрепляются на концах пружин прямоугольного или круглого сечения (так называемых контактных пружин), обладающих большой упругостью. При срабатывании реле якорь движется от начального положения к конечному с достаточно большими ускорениями, поэтому первое касание (замыкание) контактных тел носит характер удара упругих тел, происходит их взаимный отброс, за которым следует вторичное касание и т.д.

Аналогичный процесс может происходить и при размыкании контактов. Время дребезга контактов, т. е. промежуток времени между началом первого замыкания в начале последнего замыкания

контакта при его замыкании (или от начала первого размыкания до начала последнего размыкания контакта при его размыкании), зависит от масс контактных тел и контактных пружин и их упругих и демпфирующих свойств, и оно может быть одного порядка с временем срабатывания или отпускания реле. Поэтому его необходимо учитывать при анализе работы реле и коммутируемой им цепи в импульсном режиме при высокой частоте срабатываний. Дребезг контактов, сопровождаемый газовыми разрядами между контактными телами в периоды их расхождения, приводит к увеличению износа контактов и уменьшению их срока службы, увеличению переходного сопротивления контактов, появлению радиопомех и т.д., поэтому стремятся уменьшить время дребезга соответствующим выбором жесткостей подвижных и неподвижных контактных пружин и самих контактных тел.

Время срабатывания и отпускания реле меньше соответствующего времени работы приводного электромагнитного механизма, так как первое касание контактных тел при замыкании и размыкании происходит в момент, когда якорь ЭММ еще не достигает своего конечного или начального положения. При дальнейшем движении якоря взаимный изгиб неподвижной и подвижной контактной пружины создает необходимое усилие прижатия контактных тел друг к другу, обеспечивая малое значение переходного сопротивления. Так же как и время срабатывания и отпускания ЭММ, время срабатывания и отпускания реле можно разбить на время трогания и движения. Методы изменения времени срабатывания и отпускания полностью аналогичны ранее рассмотренным методам изменения временных характеристик ЭММ.

На рис. 2.28 показаны наиболее распространенные ЭММ, используемые в нейтральных электромагнитных реле постоянного тока. Перемещение якоря или плунжера ЭММ передается подвижным пружинам контактной системы, на которых укреплены контакты. В большинстве реле используются плоские контактные пружины, служащие также токоподводами к контактам. Они изготавливаются из сплавов типа нейзильбер, фосфористой или бериллиевой бронзы, серебряно–магниево–никелевого сплава и т. п.

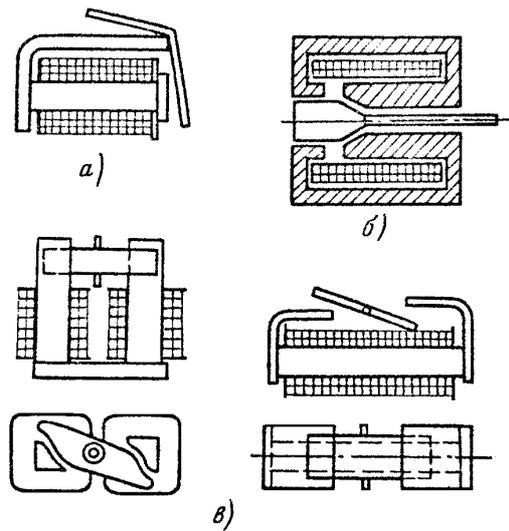


Рис. 2.28

На рис. 2.29 приведен эскиз реле клапанного типа с контактной системой, выполненной на плоских пружинах и имеющей один переключающий и один замыкающий контакты. Контактные пружины с помощью изоляционных прокладок закреплены на корпусе (основании) реле, и подвижные пружины связаны с якорем посредством толкателя из изоляционного материала.

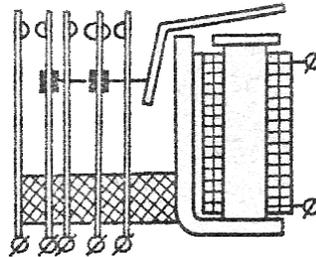


Рис. 2.29

В миниатюрных и сверхминиатюрных реле, имеющих одну - две подвижные пружины, последние могут быть закреплены прямо на якоре. В таких реле используются также контактные пружины круглого сечения различного конструктивного оформления.

У нейтральных реле усилия прижатия контактных тел друг к другу (контактные усилия), необходимые для получения малых переходных сопротивлений, получаются за счет взаимного изгиба подвижных и неподвижных пружин в конце хода якоря, поэтому величины контактных усилий не зависят от величины сигнала управления.

Катушка реле может содержать несколько обмоток (двух-трехобмоточные реле и т.д.). В многообмоточных реле иногда одну из обмоток выполняют бифилярной из материала с большим удельным сопротивлением и используют в качестве резистора в схемах управления данного или других реле.

Малогабаритные, миниатюрные и сверхминиатюрные реле обычно помещают в пылезащитные или герметизированные чехлы. Последние заполняются сухим воздухом или инертными газами. Эскиз язычкового реле показан на рис. 2.30. Оно состоит из катушки (соленоида), внутри которой помещен один или несколько герметизированных магнитоуправляемых контактов (МК, "герконов"). Последние представляют собой стеклянные баллоны длиной 10-50 мм и диаметром 2,5-6 мм с вваренными с торцов контактными пружинами из пермаллоя. Концы пружин имеют контактные покрытия из золота, родия и их сплавов. Катушку управления вместе с МК помещают в чехол, залитый эпоксидной

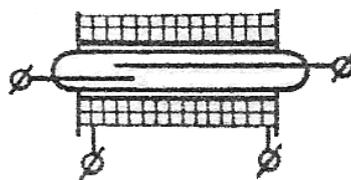


Рис. 2. 30

смолой или иным полимеризующимся материалом. При подаче в катушку тока управления пружины намагничиваются и их концы

притягиваются друг к другу, замыкая цепь нагрузки. Наряду с замыкающим магнитоуправляемым контактом используют размыкающие и переключающие контакты. Применяя подмагничивание МК постоянными магнитами, получают поляризованные язычковые реле. Основными достоинствами язычковых реле, обусловившими их широкое распространение, являются высокая надежность, большой срок службы (до 10^7 срабатываний при номинальных параметрах коммутируемой цепи), высокое быстродействие (время срабатывания и отпускания порядка 1-2 мс и менее), хорошая вибро- и ударостойкость. Недостатками язычковых реле являются небольшая коммутируемая мощность (до 15 Вт) и небольшая перегрузочная способность по коммутируемым токам и напряжениям, а также большое время дребезга.

Поляризованное электромагнитное реле представляет собой реверсивный ЭММ с поляризующим потоком, создаваемым постоянным магнитом, яркость которого связан с контактной системой (рис. 2.31). Они выпускаются в малогабаритном, миниатюрном и микроминиатюрном исполнении и отличаются весьма высокой чувствительностью и хорошим быстродействием. Большинство поляризованных реле имеют один переключающий контакт, причем контактную пружину с подвижным контактом укрепляют обычно прямо на ярке (рис. 2.31, а). В зависимости от жесткости возвратной пружины, на которой закреплен ярлык, реле могут работать в двух- или трехпозиционном режиме.

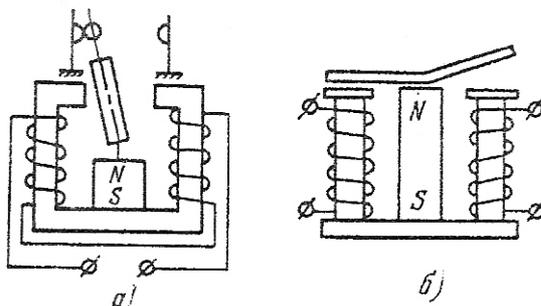


Рис. 2. 31

Электромагнитные неререверсивные реле переменного тока используются значительно реже реле постоянного тока. Поэтому заводы-изготовители стремятся в их конструкциях использовать в максимальной степени детали и узлы от аналогичных по мощности реле постоянного тока. На рис. 2.32 приведены эскизы ЭММ реле переменного тока клапанного тока с П-образным и Ш-образным магнитопроводом. Концы сердечников ЭММ раздвоены и на части полюса располагается короткозамкнутая обмотка (электромагнитный экран) обычно в виде медных шайб, которая

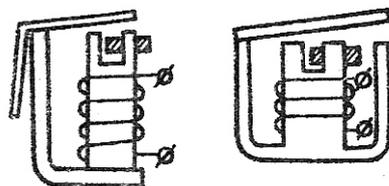


Рис. 2. 32

служит для уменьшения вибрации якоря под действием переменной составляющей силы тяги ЭММ. В остальном конструкции реле переменного тока полностью аналогичны реле постоянного тока. Сердечник реле выполняется наборным из листов электро-технической стали или (в реле небольшой мощности) из литой стали.

На рис. 2.33 приведены наиболее распространенные обозначения обмоток нейтральных реле с нормальным временем срабатывания и отпускания (в виде прямоугольников с отношением сторон 2:1).

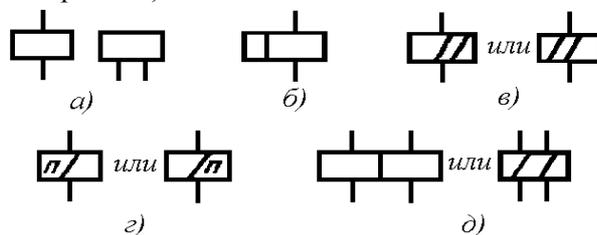


Рис. 2. 33

Изображение контактов реле с нормальным временем срабатывания приведено на рис. 2.27. Условные обозначения обмоток нейтральных реле с измененными временными характеристиками приведены на рис. 2.34, а их контактов – на рис. 2.35.

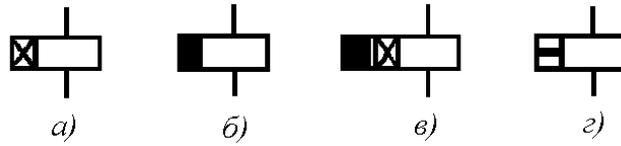


Рис. 2. 34



Рис. 2. 35

Изображение обмоток и контактов поляризованных реле показано на рис. 2.36. Точка около одного из выводов обмотки указывает, что при подаче к этому выводу сигнала с полярностью «+» контакт реле замкнет цепь неподвижного контакта, отмеченного такой же точкой.

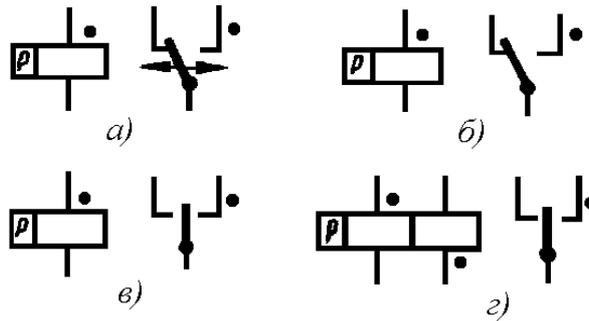


Рис. 2. 36

2.5.3. Контакторы

Контакторами называют контактные коммутационные аппараты с электромагнитным приводом, предназначенные для коммутации электрических цепей большой мощности (1 кВт и выше).

Контактная система контактора имеет кроме основных (главных, силовых) контактов, рассчитанных на коммутацию силовых цепей и снабженных специальными дугогасящими устройствами, вспомогательные слаботочные (так называемые блок-контакты), предназначенные для использования в схемах управления и сигнализации. Различают контакторы постоянного и переменного тока, причем такое деление в отличие от электромагнитных реле производится по роду тока, коммутируемого главными контактами. Так, контактор переменного тока может иметь катушку управления, рассчитанную на питание или переменным, или постоянным током. По числу главных контактов контакторы делят на однополюсные, двухполюсные и т.д. Контакторы, которые работают с выдержкой времени, называют тайм-контакторами или тайм-такторами.

В контакторах используют обычно электромагниты клапанного типа с Ш-образными сердечниками. По сравнению с реле электромагниты контакторов более мощные (сигнал управления – порядка нескольких десятков ватт и выше).

Контакторы часто используются в дискретных (релейных) электроприводах для включения и выключения двигателей. Один или два контактора с элементами защиты от аварий и перегрузок, смонтированные в одном корпусе называют магнитными пускателями.

Условное обозначение обмоток контакторов, их главных контактов и блок-контактов на принципиальных электрических схемах приведено на рис. 2.37.



Рис. 2. 37

2.5.4. Контакты коммутирующей аппаратуры

Контакты служат для коммутации (включений, выключений, переключений) с целью управления работой электрических цепей, находящихся под током. Такие контакты используются как в различного рода реле, контакторах, автоматических выключателях, концевых и проходных выключателях, так и в диспетчерско-операторской коммутационной (командной) аппаратуре с ручным управлением (кнопках, ключах, тумблерах, переключателях). Здесь будут рассмотрены контакты именно этого типа, поскольку условия их работы являются наиболее тяжелыми, а их надежность в значительной мере определяет надежность аппаратуры, использующей подобные контакты.

На рис. 2.38 приведены схематично конструкции наиболее распространенных в устройствах САУ маломощных твердых контактов. Контактные тела таких контактов, имеющие обычно форму полушарий или цилиндров, закрепляются на плоских контактных пружинах. Они выполняют две функции. Во-первых, обеспечивают нужную нагрузочную характеристику приводного преобразователя, перемещающего контакты, необходимую для получения релейной характеристики. Во-вторых, пружины используются как токопроводы к контактным телам. Поэтому их выполняют из сплавов, обладающих и хорошей упругостью, и

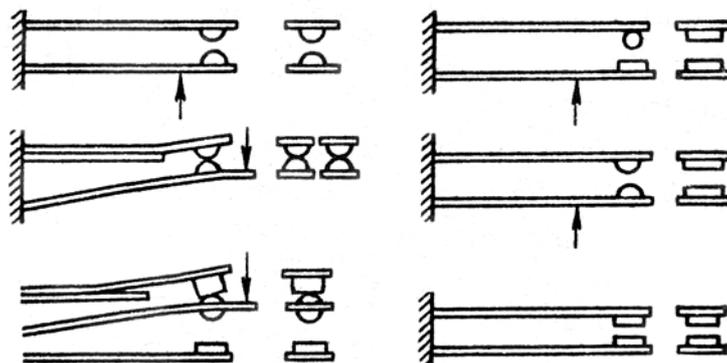


Рис. 2. 38

достаточной электропроводностью, например таких, как фосфористая бронза. Контактные тела более мощных контактов, например, силовых (главных) контактов контакторов, магнитных пускателей и автоматических выключателей, имеют обычно Г-образную форму; их выполняют в виде литых "сухарей", крепящихся к рычагам, связанным с приводным механизмом (рис. 2.39).

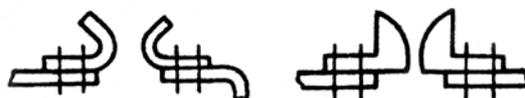


Рис. 2.39

При коммутации цепей под током контактные тела изнашиваются и разрушаются. Их износ можно разделить на:

а) механический – от механических ударов и трения; он обычно незначителен до $10^7 - 10^8$ срабатываний контакта;

б) химический – результат коррозии (окисления и других химических реакций) из-за высокой температуры при газовом разряде и активности окружающей среды;

в) физический – результат эрозии, связанной с воздействием на электроды электрических разрядов (плавления, испарения, распыления металла и переноса его на другой электрод). Физический износ иногда приводит к свариванию контактных тел.

Значительно меньше разрушаются контакты, помещенные в вакуум или даже просто герметизированные. На рис. 2.40 приведены конструкции контактов, герметизированных в небольших стеклянных баллонах, так называемых "герконов". Герконы отличаются весьма высокой надежностью, но рассчитаны на коммутацию цепей небольшой мощности (до 15 Вт).

При работе контактов можно различать четыре состояния: замкнутое, в процессе размыкания, в процессе замыкания, разомкнутое.

Выключенное состояние цепи обычно не предъявляет к контакту особых требований, поэтому можно ограничиться рассмотрением первых трех периодов работы контакта.

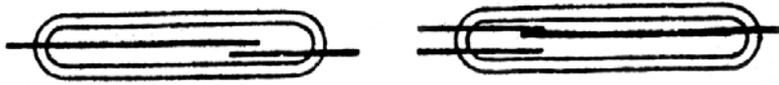


Рис. 2. 40

В замкнутом состоянии контактные тела сближены до соприкосновения их контактных поверхностей и прижаты друг к другу с некоторым усилием, называемым контактным усилием. Наличие на контактных поверхностях шероховатостей и выступов, обусловленных процессами при предыдущих коммутациях цепи и характером механической обработки, приводит к тому, что контактные тела соприкасаются только в отдельных точках, а не по всей поверхности (рис. 2.41). Суммарную поверхность касания контактов в точках их соприкосновения называют эффективной контактной поверхностью. Ее величина зависит от формы и расположения выступов на контактных поверхностях и от величины контактного усилия Q_k . Кроме того, эффективная контактная поверхность зависит от тока, протекающего по контакту, так как нагрев выступов током приводит к увеличению их деформации.

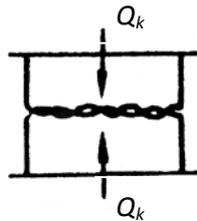


Рис. 2. 41

Эффективная контактная поверхность является одним из факторов, определяющих работу контактов и его электропроводность как в период замыкания цепи, так и в период длительного пропускания тока по замкнутой цепи.

Вторым важным фактором, определяющим электропроводность замкнутого контакта, является наличие на контактных поверхностях неметаллических пленок.

При коммутации слаботочных и особенно сильноточных цепей, контактные тела в контактах прижимаются друг к другу со значительными усилиями – от десятых долей ньютона до десятков ньютонов. При таких контактных усилиях происходит разрушение поверхностных пленок на контактных поверхностях и пластическая и упругая деформация выступов, что приводит к установлению металлического контакта в точках соприкосновения. Площадь соприкосновения (эффективная контактная поверхность) обычно значительно меньше площади поперечного сечения контактного тела, что приводит к увеличению плотности тока в зоне касания, разогреву ее, и как результат к увеличению площади касания за счет увеличения деформации нагрева выступов. Переходное сопротивление и плотность тока уменьшаются, и при заданном контактном усилии наступает динамическое равновесие между величиной проходящего по контакту тока и эффективной контактной площадью.

Работа контактов *при размыкании* является наиболее тяжелой, поскольку при разрыве цепи с током возможно возникновение между контактными телами газовых (искровых или дуговых) разрядов, сильно разрушающих контактные поверхности. Более тяжелым является разрыв цепи постоянного тока, поскольку в цепи переменного тока из-за прохождения тока каждые полпериода через нулевое значение облегчены условия затухания газового разряда. Наиболее тяжелым является разрыв постоянного тока в цепи с индуктивностью из-за возникающих больших перенапряжений и затягивания тока. Этому режиму работы и будет уделено ниже основное внимание.

Процесс размыкания электрической цепи контактами можно разбить на два периода. В течение первого происходит уменьшение величины контактного усилия до нуля, что сопровождается увеличением контактного сопротивления из-за уменьшения эффективной площади касания. Второй период начинается с момента отрыва одного контактного тела от другого и заканчивается в момент падения тока в цепи до нуля.

В течение первого периода переходное сопротивление контактов увеличивается в несколько десятков раз, что в цепях с чисто активными сопротивлениями приводит к соответствующему снижению тока коммутируемой цепи. В цепях же, обладающих индуктивностью, быстрое изменение величины сопротивления приводит к появлению на контактах перенапряжений. Рост напряжения между контактными телами увеличивает опасность возникновения между ними искрового или дугового разряда. Уменьшение эффективной контактной площади приводит не только к появлению перенапряжений между контактными телами, но и к резкому увеличению плотности тока в остающихся местах контакта, что сопровождается сильным местным разогревом и даже появлением на контактных поверхностях капель расплавленного металла. Последние, являясь источниками термоэлектронной эмиссии, способствуют возникновению разряда при расхождении контактных тел.

Процессы, которые происходят после отрыва контактных тел друг от друга, зависят от величины коммутируемого тока и напряжения между ними. Если ток достаточен для появления капель расплавленного металла в точках касания, то между расходящимися контактными телами появляются мостики расплавленного металла, которые утончаются у анода и рвутся, перенося металл с анода на катод. Это так называемый мостиковый перенос металла. Наличие источника термоэлектронной эмиссии (капель расплавленного металла) приводит к появлению газового разряда. Характер последнего и плазменная эрозия зависят от величины тока и напряжения, а также от состава газовой среды и ее давления.

Если в коммутируемой слаботочной цепи с напряжением отсутствует индуктивность, то возможен режим безыскровой коммутации, исключаящий как мостиковую, так и плазменную эрозию. При достаточно больших токах и наличии индуктивности между контактами возможны перенапряжения, при которых возникает искровой или дуговой разряд. Искровой и особенно дуговой разряды сильно разрушают контактные поверхности в результате распыления металла и его интенсивного окисления.

В режиме замыкания при сближении контактных тел на расстояние, сравнимое с длиной свободного пробега электрона ($\sim 10^{-4}$ см), возникает короткая дуга, если параметры внешней цепи достаточны для ее образования. Короткую дугу может вызвать даже распределенная паразитная емкость между контактами. При короткой дуге имеет место незначительное разрушение катода. Если ток цепи недостаточен для развития дуги, то при малых расстояниях между контактами (порядка 10^{-5} см) возникает автоэлектронная эмиссия, благодаря которой появляется искровой разряд. Он приводит к расплавлению материала и разрушению анода аналогично процессам мостиковой эрозии при размыкании. Эти процессы, естественно, опасны при медленном сближении контактов. При быстром движении контактных тел друг к другу эти процессы несущественны, поскольку расстояния 10^{-4} - 10^{-5} см контактные тела проходят за весьма малое время, недостаточное для развития разряда. Больше разрушение контактных поверхностей может быть при упругом отскоке контактных тел после соприкосновения ("дребезге контактов"). Дребезг контактов, сопровождаемый теми же процессами, что и размыкание, является основной причиной их разрушения при замыкании.

В жидкостных (ртутных) контактах электрический контакт осуществляется или между двумя объемами ртути, сливающимися в один, или между объемом ртути и металлическим электродом. Обычно в контактах и первого, и второго вида перемещается некоторый объем ртути. Управление этим перемещением может быть механическим и электромагнитным. На рис. 2.42, *a* показан ртутный контакт с механическим управлением. При повороте стеклянного сосуда контакта (например, с помощью ЭММ или другого преобразователя с механическим выходом) два объема ртути сливаются, замыкая цепь электродов, впаянных в сосуд. Такие контакты в зависимости от размеров и объема ртути могут коммутировать токи от 10^{-10} до 10^2 А, т.е. практически любые цепи САУ. Их недостатком является значительная механическая инерционность, что обуславливает малую рабочую частоту коммутации, а также жесткие требования к положению в пространстве.

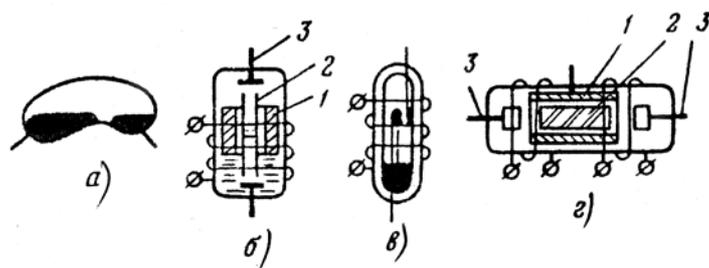


Рис. 2. 42

В жидкостном контакте с электромагнитным управлением (рис. 2.42, б) в катушку управления втягивается стальной сердечник 1, плавающий в ртути. При опускании сердечника ртуть поднимается по трубке 2 и касается неподвижного контакта 3, выполненного из смачиваемого ртутью материала. На рис. 2.42, в показан смачиваемый контакт типа геркона. Контактными телами в нем служат концы пружин из ферромагнитного сплава. На нижней пружине имеются капиллярные каналы, по которым ртуть поднимается и смачивает контактные поверхности. У смачиваемого контакта типа рис. 2.42, г в капиллярном зазоре между втулкой 1 и стальным подвижным контактом 2 удерживается ртуть, которая по капиллярным канавкам, нанесенным на цилиндрическую поверхность подвижного контакта 2, поступает к его торцам и смачивает их. При возбуждении одной из катушек управления подвижной контакт втягивается в нее, обеспечивая замыкание цепи с одним из неподвижных контактов 3. Контакты типа рис. 2.42, в и г также требуют установки в определенном положении и используются в основном при коммутации измерительных цепей.

Значительно компактнее и удобнее в эксплуатации ртутный управляемый микроконтакт УМК типа "мифистор", разработанный на кафедре автоматики МИФИ. Его принцип действия можно пояснить из рис. 2.43, на котором изображены продольные сечения УМК для двух состояний – разомкнутого (а) и замкнутого (б).

Конструктивно мифистор представляет собой четыре электрода, запрессованных в изоляторе. Между торцами электродов образуется небольшой рабочий объем, куда вводят капельку ртути.

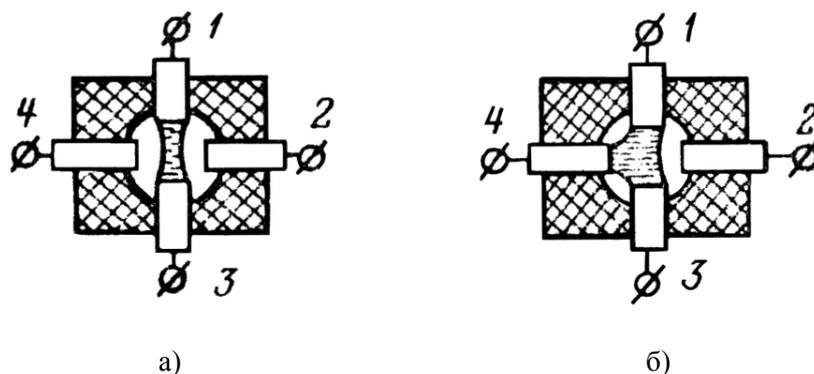


Рис.2. 43

Благодаря силам поверхностного натяжения она удерживается между электродами 1 и 3 (рис. 2.43, а). Контакт помещают в магнитное поле постоянного магнита или электромагнита, силовые линии которого перпендикулярны к плоскости рисунка. Если пропустить между электродами 1 и 3 кратковременный импульс тока, то в результате взаимодействия между током и магнитным потоком капелька ртути, соединяющая электроды 1 и 3, отклонится и замкнет цепь электрода 2 или 4, в зависимости от направления тока (рис. 2.43, б).

Новое положение капельки ртути также является устойчивым. Для выключения контакта (или переключения) нужно пропустить импульс тока обратного направления по цепи электродов 1-3. Таким образом, УМК мифистор обладает памятью даже при снятии напряжения питания. Управление мифистором возможно и по магнитной цепи. Благодаря малому объему ртути он способен работать в любом пространственном положении и при больших вибрациях и ускорениях, позволяя коммутировать цепи мощностью до 1-3 Вт и с токами от 10^{-4} до 0,5 А с частотой до 10^4 Гц, сохраняя при этом все достоинства жидкостного контакта. Сопротивление в замкнутом состоянии – порядка 10^{-2} Ом, в разомкнутом – порядка 10^{10} Ом. По своим параметрам мифистор наиболее пригоден для коммутации слаботочных измерительных цепей.

Особенности образования жидкого (ртутного) контакта определяются неизмеримо большей поверхностной активностью

контактных тел, вызванной жидким состоянием металла. Эффективная контактная поверхность смоченного или жидкого контакта равна контурной. Деформация контактирующих поверхностей идеальная, поэтому при наличии хотя бы одного участка контактирования образуется единое целое из-за высокой активности поверхностного слоя. Адгезионные и окисные пленки не влияют на свойства контакта после его образования. Этими свойствами и объясняются основные положительные качества таких контактов – весьма небольшое и стабильное сопротивление в замкнутом состоянии, малые термоЭДС и шумы, высокая надежность.

Для уменьшения разрушающего действия искрового и дугового разряда на контакты применяют специальные меры искрогашения и дугогашения.

При напряжении питания коммутируемой цепи меньше напряжения пробоя причиной возникновения искрового разряда являются перенапряжения при разрыве цепи с индуктивностью. Поэтому для ликвидации искрения необходимо снизить перенапряжения в коммутируемой цепи в момент выключения, для чего нужно создать путь для токов размыкания. На рис. 2.44 приведены три схемы, используемые для этой цели. Шунтирование нагрузки цепочкой RC (рис. 2.44, *a*) используется в цепях и постоянного, и переменного тока, а шунтирование нагрузки обратным диодом D (рис. 2.44, *б*) и контакта K цепочкой RC – только в цепях постоянного тока. Когда нагрузкой является какое-либо электромагнитное устройство, то шунтирование его RC – цепью или обратным диодом может изменить динамические характеристики этого устройства. В этом случае лучше использовать схему рис. 2.44, *в*. Резистор R в этой схеме служит для ограничения разрядного тока конденсатора в момент замыкания контакта, поскольку при разомкнутом контакте конденсатор заряжен до напряжения U , и в момент замыкания большой разрядный ток может привести даже к свариванию контактных тел.

При достаточно больших токах и напряжениях может возникнуть дуга, которую невозможно устранить схемными методами. В этом случае применяются конструктивные методы дугогашения. Для этого можно использовать или удлинение дуги,

или ее разделение на несколько последовательных коротких дуг. В последнем случае напряжение, необходимое для их горения, значительно больше, чем для горения одной дуги суммарной длины.

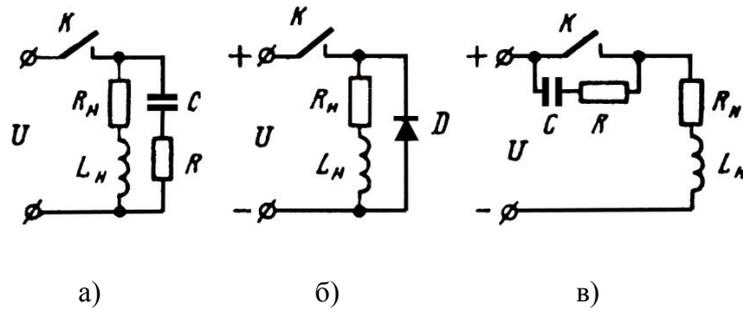


Рис. 2. 44

Быстрое удлинение дуги может быть достигнуто путем выдувания ее на специальные стержни ("рога"), укрепленные на контактных телах, или потоком нагреваемого ею воздуха (рис. 2.45, *a*), или принудительно, например магнитным полем, создаваемым током коммутируемой цепи, протекающим по обмотке специального электромагнита ("магнитное дутье", рис. 2.45, *б*), в воздушном зазоре которого размещаются контакты.

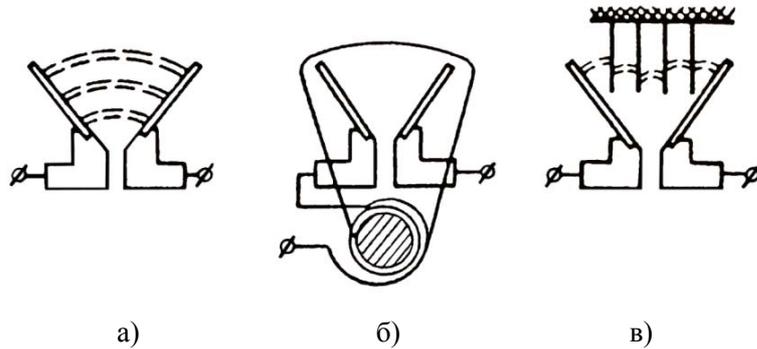


Рис. 2. 45

Деление дуги на несколько коротких можно получить, вводя в пространство между "рогами" металлические пластины, изолированные друг от друга ("деионную решетку", рис. 2.45, в). Распространены и другие методы гашения дуги, достаточно подробно освещаемые в литературе по электрическим аппаратам.



Рис. 2. 46

Изображение контактов, снабженных устройствами дугогашения, на электрических схемах приведено на рис. 2.46, а, б.

3. ЭЛЕКТРОМАШИННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Электромашинным усилителем (ЭМУ) называют электромашинное устройство, служащее для усиления мощности входного электрического сигнала за счет энергии приводного двигателя. По принципу действия ЭМУ являются электромашинными генераторами постоянного или переменного тока с независимым возбуждением, одно- или двухкаскадными, позволяющими управлять выходным напряжением с помощью сигналов постоянного тока, подаваемого в обмотки возбуждения (управления) (рис. 3.1). Сигнал управления изменяет параметр (поток возбуждения) цепи преобразования механической энергии, поступающей от приводного двигателя M , в электрическую на выходе усилителя, т. е. ЭМУ является активным преобразователем.

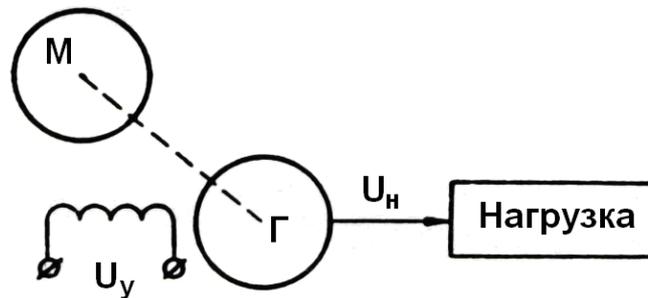


Рис.3.1

ЭМУ с выходом на постоянном или однофазном переменном токе являются реверсивными преобразователями.

Поскольку выходным сигналом считают выходное напряжение (напряжение на нагрузке), нагрузочным параметром является ток нагрузки.

В настоящее время в основном используются ЭМУ с выходом на постоянном токе, поэтому ограничимся рассмотрением только их характеристик. Прежде чем рассматривать электромашинный усилитель, рассмотрим работу генератора независимого возбуждения (ГНВ), который также можно считать однокаскадным электромашинным усилителем.

3.1. Генераторы независимого возбуждения

3.1.1. Конструкция и принцип действия ГНВ

ГНВ является электрической машиной постоянного тока, которая может преобразовывать как механическую энергию в электрическую (режим работы генератором), так и электрическую энергию в механическую (режим работы двигателем), т. е. является обратимым преобразователем. Конструкция машины, особенно небольшой мощности, принципиально не зависит от режима работы, поэтому рассмотрим конструкцию коллекторной машины постоянного тока.

Машина постоянного тока состоит из неподвижной части – статора, предназначенного для создания магнитного потока (потока возбуждения), и вращающейся части – якоря, в котором происходит преобразование механической энергии в электрическую (электромашинный генератор) или электрической энергии в механическую (электрический двигатель).

На рис. 3.2, а схематично показано поперечное сечение машины небольшой мощности с одной парой полюсов возбуждения. На станине 1 статора, выполняемой или из стальной трубы, или наборной из листовой электротехнической стали, крепятся полюса возбуждения 2. Они обычно выполняются из листовой стали, и только в микромашинах иногда их делают литыми. В некоторых машинах полюса и станина выполняются как одно целое. На полюсах размещают обмотки возбуждения 3, создающие в машине магнитное поле возбуждения. Нижняя часть полюса, называемая полюсным наконечником, обеспечивает нужное распределение потока возбуждения в воздушном зазоре, отделяющем статор от якоря. На якорь намотана обмотка 4. Отбор или подвод тока к вращающейся обмотке якоря осуществляется с помощью коллектора 5, жестко связанного с обмоткой, и щеток 6, закрепленных в щеткодержателях на статоре. Коллектор выполняет роль механического выпрямителя – коммутатора, преобразующего переменный ток в обмотке в постоянный ток во внешней цепи машины.

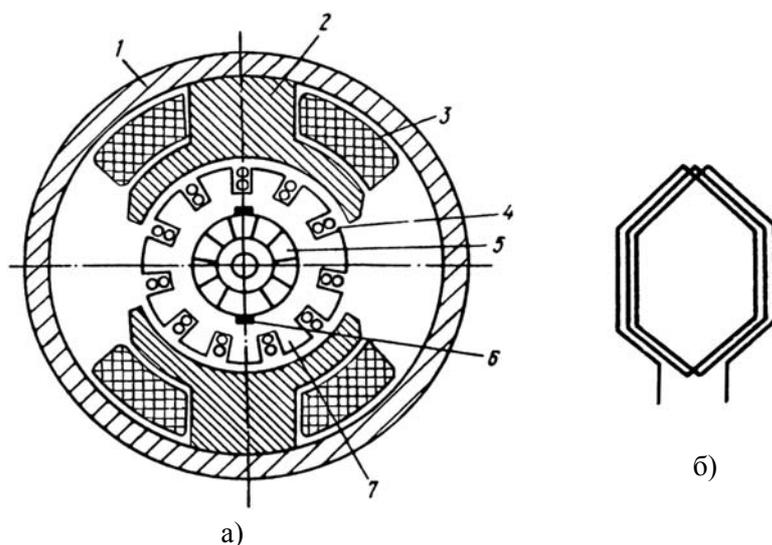


Рис.3.2

Основные параметры машины (выходная мощность, КПД и т.д.) пропорциональны потоку возбуждения. При заданной величине намагничивающей силы, создаваемой обмотками возбуждения, поток возбуждения обратно пропорционален магнитному сопротивлению машины, поэтому последнее стремятся сделать минимальным. Небольшое сопротивление магнитной цепи имеют машины, обмотка якоря которых уложена в пазы стального сердечника 7, изготовленного напрессовкой на вал машины колец из электротехнической стали с проштампованными пазами. В этом случае воздушные зазоры между полюсами и сердечником, дающие основную составляющую магнитного сопротивления, удается уменьшить до десятых долей миллиметра.

Обмотка якоря состоит из катушек (секций), каждая из которых имеет несколько витков (рис. 3.2, б). Рабочие части секции укладываются в пазы сердечника, сдвинутые относительно друг друга примерно на 180 градусов, а её концы присоединяются к соседним пластинам коллектора.

Рассмотрим работу простейшей машины, имеющей обмотку якоря из одной секции (рис. 3.3, а), концы которой подсоединены к двум коллекторным пластинам. Если катушка вращается с постоянной скоростью ω по часовой стрелке, то в проводниках обмотки, проходящих под полюсами и пересекающих при этом магнитные линии потока возбуждения, будут индуцироваться ЭДС, полярность которых обозначена на рисунке знаками "+" и "-" у концов проводников. Если замкнуть цепь катушки на внешнее сопротивление нагрузки R_n , то по проводникам катушки потечет ток, направление которого указано стрелкой. После прохождения проводниками катушки положения в них изменяется знак ЭДС, следовательно, в катушке индуцируется переменная ЭДС. Напряжение, снимаемое щетками с пластин коллектора, к которым присоединены концы катушки, имеет один знак, т.е. является выпрямленным.

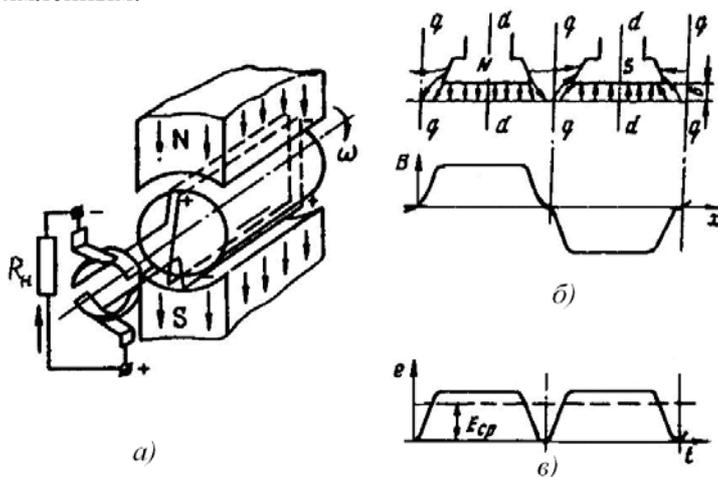


Рис. 3.3

При отсутствии тока в обмотке якоря (режим холостого хода машины) магнитный поток создаётся только токами, протекающими по обмоткам возбуждения. Часть этого потока, проходящую через воздушный зазор между полюсами и сердечником якоря, назовем *основным потоком возбуждения* в

режиме холостого хода Φ_0 . Оси симметрии потока Φ_0 называют продольной осью $d-d$ машины. Она совпадает с осью полюсов. Перпендикулярная к ней линия, проходящая через ось якоря, называется поперечной осью $q-q$ машины или геометрической нейтралью, так как на ней индукция равна нулю. При постоянной скорости вращения якоря индуцируемая ЭДС $e = Bl_a v$, где l_a – длина активной части (находящейся в магнитном поле) проводников катушки ; v – линейная скорость ; B – индукция в воздушном поле.

Зависимость индуцируемой ЭДС от положения катушки якоря соответствует закону распределения индукции в воздушном зазоре (рис. 3.3, б). ЭДС, снимаемая щетками с коллектора, состоит из однополярных импульсов приблизительно трапецеидальной формы (рис. 3.3, в). В машинах постоянного тока используют среднее значение этой ЭДС.

Если щетки машины замкнуть на внешнюю цепь (нагрузку), то по этой цепи и по обмотке якоря потечет ток. Машина будет работать как генератор электрической цепи. На проводники обмотки якоря, по которым протекает ток нагрузки, будут действовать силы взаимодействия этого тока с потоком возбуждения. На диаметрально расположенные (под разноимёнными полюсами) проводники действуют одинаковые по величине и противоположные по направлению силы и создают пару сил. Так как ЭДС на обмотке якоря появилась в результате его вращения приводным двигателем, то момент на валу генератора, созданный в результате взаимодействия тока на обмотке якоря и потока возбуждения согласно закону Ленца, будет стремиться остановить вращение якоря, т.е. будет тормозным моментом для приводного двигателя. Следовательно, приводной двигатель должен развивать вращающий момент, равный тормозному моменту генератора, передавая при этом якорю генератора механическую энергию мощностью $N_{\text{мех}} = M\omega$, которая преобразуется в электрическую.

Если же к щеткам машины приложить от какого-либо источника постоянное напряжение $U = E_{\text{ср}}$, то под действием разности $\Delta U = U - E_{\text{ср}}$ по обмотке якоря потечет ток, направление которого будет встречным относительно ЭДС машины. Взаимодействие этого тока и потока возбуждения создаёт момент,

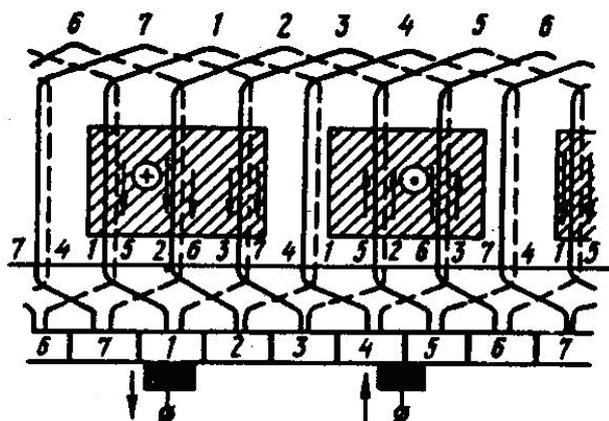
стремящийся вращать якорь машины. Машина будет работать как двигатель, преобразуя подводимую к якорю электрическую энергию в механическую.

Недостатками машины с одной катушкой на якоре являются сильная пульсация выходного напряжения (у генератора) или вращающего момента (у двигателя) и плохое использование объёма машины. Поэтому на якоре располагают несколько катушек и соединяют их таким образом, чтобы у машины, работающей в режиме генератора, щетки снимали суммарную ЭДС, индуцируемую на всех проводниках катушек, находящихся под одним полюсом, а у машины, работающей в режиме двигателя, вращающий момент создавался током, протекающим одновременно по всем проводникам обмотки. Поэтому в современных электрических машинах постоянного тока используются обмотки с большим числом секций. На рис. 3.4, *a* показана развёртка петлевой обмотки, часто используемой в машинах небольшой мощности. Для простоты взята обмотка с небольшим числом секций, а каждая секция обмотки изображена в виде одного витка. В нашем примере сердечник имеет семь пазов, число секций равно числу пазов и в каждый паз укладываются рабочие части двух секций (см. рис. 3.2, *a*).

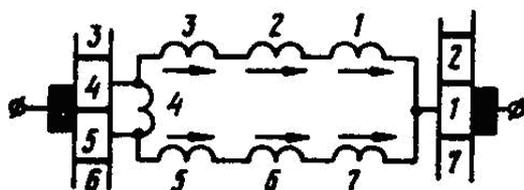
На рис. 3.4, *a* сторона секции, укладываемая в нижнюю часть паза, условно показана пунктиром. Все секции соединяются последовательно, для чего к каждой коллекторной пластине (их число равно числу секций) присоединяются концы двух соседних секций (верхняя сторона одной и нижняя сторона другой). Так, к коллекторной пластине 1 присоединены верхняя сторона секции 1 и нижняя сторона секции 7, к пластине 2 – верхняя сторона секции 2 и нижняя сторона секции 1 и т.д. Поэтому вся обмотка представляет собой замкнутую цепь.

На развёртке поверхности якоря генератора (см. рис. 3.4) заштрихованными прямоугольниками показаны проекции полюсов возбуждения, а стрелками около активных сторон секций – направление токов при замкнутой внешней цепи под действием индуцируемых в них ЭДС, если якорь вращается по часовой стрелке (для развёртки – слева направо). Щётки устанавливаются на коллекторе так, чтобы они касались пластин, соединённых с секциями, находящимися в данный момент на геометрической

нейтрали или близко от нее. Такая установка щеток носит название установки их на геометрической нейтрали, или на поперечной оси машины. В этой формулировке под геометрической нейтралью (поперечной осью) понимается нейтраль (ось) обмотки якоря.



а)



б)

Рис. 3.4

В действительности щётки устанавливаются, как это видно из развёртки якоря и коллектора на рис. 3.4 по линии, совпадающей с осью полюсов (с продольной осью машины). Другими словами, геометрические нейтрали для обмотки и для коллектора в пространстве не совпадают. На электрических схемах *щетки всегда изображают на геометрической нейтрали для обмотки.*

Проследив полярность ЭДС в секциях обмотки, заключённых между двумя щётками, эквивалентную схему обмотки для данного положения якоря относительно полюсов можно представить в виде схемы, приведенной на рис. 3.4, б. Обмотка якоря образует две параллельные ветви с согласной полярностью индуцируемых ЭДС. В некоторые моменты времени отдельные секции могут закорачиваться щётками, когда последние касаются двух или более (в зависимости от ширины щётки) коллекторных пластин. На данной схеме закорочена секция 4.

Ток внешней цепи при подключении её к щёткам будет равен сумме токов двух параллельных ветвей обмотки якоря, т.е. по проводнику обмотки якоря будет протекать половина тока внешней цепи.

3.1.2. Реакция якоря

Когда машина работает в режиме холостого хода, при отсутствии тока в обмотке якоря, её магнитное поле создаётся только намагничивающей силой НС обмоток возбуждения. При работе машины под нагрузкой по обмотке якоря протекает ток и создаёт дополнительную НС, поэтому поле машины создаётся суммой двух НС – обмоток возбуждения и якоря.

Воздействие НС, создаваемой обмоткой якоря, на магнитное поле машины называется реакцией якоря, а НС этой обмотки – НС реакции якоря F_a . Вид магнитного поля машины с учётом реакции якоря можно получить используя метод наложения (суперпозиции), суммируя поля от НС возбуждения и НС реакции якоря. На рис. 3.5, а показан примерный вид поля реакции якоря НС возбуждения. В проводниках обмотки якоря, расположенных выше и ниже оси, проходящей через щётки, токи текут в противоположных направлениях. Поэтому обмотку якоря можно рассматривать как соленоид с переменным радиусом витков, ось которого совпадает с осью щёток. Следовательно, вектор НС реакции якоря F_a будет направлен по оси щёток. Если щётки расположены на геометрической нейтрали (на поперечной оси q - q машины), то и НС реакции якоря, называемая НС поперечной реакции якоря F_{aq} , направлена по этой оси (рис. 3.5, а).

Направление потока (влево или вправо) определяется режимом работы машины, поскольку направление тока в обмотке якоря у

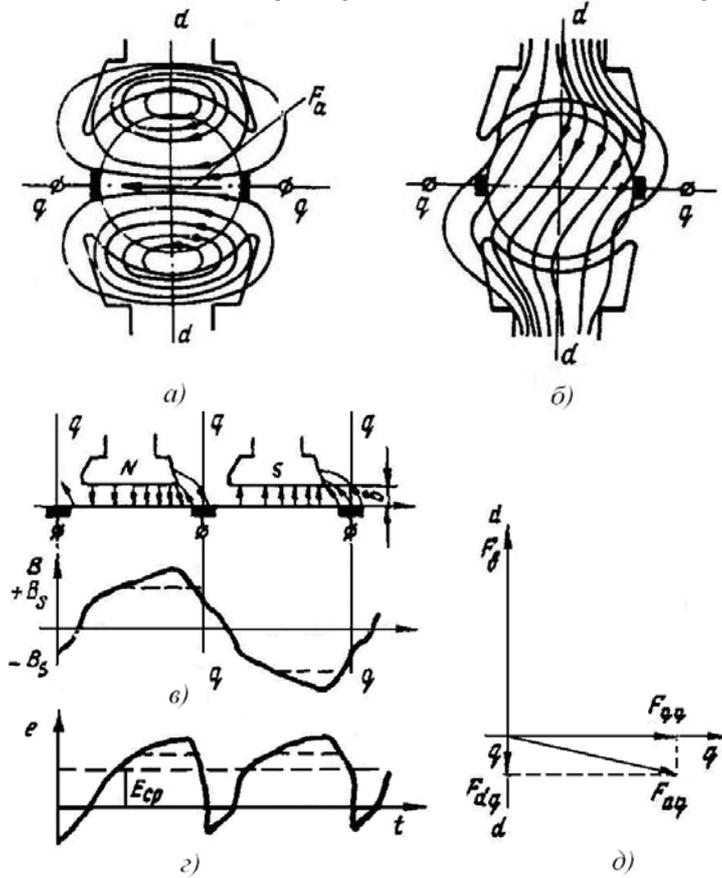


Рис. 3.5

генератора и двигателя противоположны. Так как по проводнику обмотки якоря протекает половина тока внешней цепи, то НС реакции якоря $F_a = w_{я} I_a / 2 = 1/2 (I_a w_{я})$, где I_a – ток внешней цепи машины ; $w_{я}$ – полное число витков обмотки якоря.

Суммируя поля, создаваемые НС возбуждения и НС реакции якоря получаем поле машины с учетом реакции якоря (рис. 3.5, б). На рис. 3.5, в показаны развёртки поверхностей якоря и полюсов и

распределение индукции в воздушном зазоре на поверхности сердечника якоря. Из сравнения рис. 3.2, б и 3.5, в следует, что реакция якоря приводит к искажению распределения потока под полюсами. Из рис. 3.5, б и 3.5, в видно, что поле несимметрично относительно продольной оси машины: оно ослабляется под одним краем полюса и усиливается под другим. Если такое усиление поля не приводит к насыщению в этой зоне полюсных наконечников, то величина суммарного потока Φ_{Π} не изменяется ($\Phi_{\Pi} = \Phi_d = \Phi_e$).

При насыщении магнитной цепи реакция якоря уменьшает поток возбуждения (пунктир на рис. 3.5, в). Как видно из рис. 3.5, б ось магнитного потока, проходящего по якорю, оказывается повернутой на некоторый угол, величина которого пропорциональна току якоря. При этом физическая нейтраль, т. е. линия, разделяющая участки поверхности сердечника якоря с разными знаками индукции, также повернется на некоторый угол относительно геометрической нейтрали $q-q$. Следовательно, даже у ненасыщенной машины с $\Phi_d = \Phi_e = \text{const}$ изменяется не только форма индуцируемой ЭДС, но и среднее значение ЭДС, снимаемой щётками, расположенными на геометрической нейтрали. Оно будет меньше ЭДС в режиме холостого хода при одинаковой скорости вращения якоря, так как в некоторых проводниках будет наводиться ЭДС противоположного знака (рис. 3.5, з). Уменьшение среднего значения ЭДС пропорционально току в обмотке якоря.

При насыщении участков полюсных наконечников ЭДС уменьшается ещё сильнее (пунктир на рис. 3.5, з). Эффект уменьшения величины ЭДС генератора независимого возбуждения при наличии НС поперечной реакции якоря можно учесть в пространственной диаграмме НС машины поворотом вектора НС реакции якоря на некоторый угол β (рис. 3.5, д). Раскладывая повернутую НС реакции якоря F_{aq} на поперечную F_{qq} и продольную F_{dq} составляющие, получаем по продольной оси $d-d$ результирующую НС $F_d = F_b - F_{dq}$.

Угол поворота β НС F_{aq} определяется геометрией машины и её магнитными свойствами по осям $d-d$ и $q-q$. В реальных машинах он зависит также от несимметрии магнитной цепи, нелинейной коммутации тока под щётками, неточной установки щеток на геометрической нейтрали и т.д.

3.1.3. Статические характеристики ГНВ

Рассмотрим работу ГНВ в режиме холостого хода. На рис. 3.6 приведена электрическая схема машины с независимой обмоткой возбуждения (управления) w_y . Щётки, снимающие выходное напряжение с коллектора машины, располагаются на поперечной оси $q-q$ (на геометрической нейтрали). Якорь машины вращается со скоростью ω приводным двигателем M .

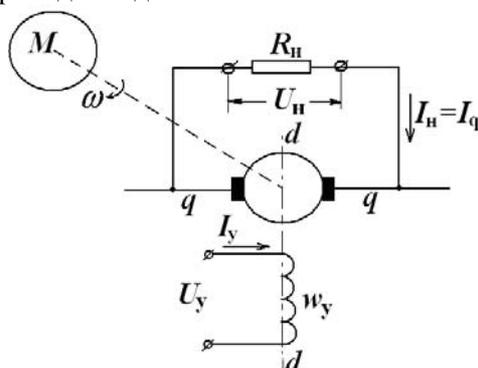


Рис. 3.6

При подаче сигналов постоянного тока на обмотку управления создается постоянный поток возбуждения и в обмотке якоря, вращающегося в этом потоке, наводится ЭДС. Генератор, в котором мощность, отдаваемая в нагрузку, больше мощности, потребляемой обмотками возбуждения, можно рассматривать как усилитель мощности. Изменение знака входного сигнала приводит к изменению направления потока возбуждения и, следовательно, к изменению полярности выходного напряжения. Таким образом, ГНВ постоянного тока является реверсным усилителем.

В режиме холостого хода, при отсутствии тока в обмотке якоря, поток в машине создается только НС обмотки управления, направленной в пространстве по продольной оси $d-d$: $F_{do} = F_y = I_y w_y$, где I_y и w_y – ток и число витков обмотки управления. Поток возбуждения в режиме холостого хода Φ_{do} определяется величиной (F_d) и магнитной проводимостью машины по

продольной оси G_d . ЭДС, наводимая в обмотке якоря при его вращении в потоке Φ_{do} и снимаемая щетками, пропорциональна скорости вращения w и величине потока. Поэтому можно записать:

$$E_{qo} = c_e \omega \Phi_{do} = c_e \omega_o G_o / F_{do} = K_{qo} F_{do}, \quad (3.1)$$

где c_e – коэффициент пропорциональности, называемый постоянной машины, который определяется размерами и обмоточными данными якоря; $K_{qo} = c_e \omega_o G_o$ – коэффициент передачи ГНВ по НС на холостом ходу; ω_o – скорость вращения приводного двигателя на холостом ходу (при отсутствии момента сопротивления со стороны ГНВ).

Величину K_q можно считать независимой от F_d только при ненасыщенном магнитопроводе.

Выражение (3.1) можно записать в виде:

$$E_{qo} = K_{qo} w_y I_y = K_{qo} w_y \frac{U_y}{R_y} = K_{uo} U_y, \quad (3.2)$$

где U_y – напряжение на обмотке управления, $K_{uo} = K_{qo} \frac{w_y}{R_y}$ – коэффициент передачи (усиления) по напряжению в режиме холостого хода.

Регулировочная характеристика ГВН в режиме холостого хода приведена на (рис. 3.7). Эта характеристика соответствует по форме кривой намагничивания машины. На начальном участке, когда машина ненасыщенна и можно принять $G_d = \text{const}$ и $K_{uo} = \text{const}$, она практически линейна.

Структурная схема ГНВ в режиме холостого хода, построенная на основании статических характеристик, приведена на рис. 3.7, в.

При работе ГНВ на нагрузку ЭДС, индуцированная в обмотке якоря, вызовет протекание тока по нагрузке и обмотке якоря. В этом случае ЭДС машины будет отличаться от ЭДС холостого хода, так как, во-первых, изменится скорость вращения приводного двигателя M из-за появления на его валу дополнительного момента сопротивления, пропорционального току в обмотке якоря ГНВ, и, во-вторых, при тех же сигналах управления может измениться поток возбуждения по продольной оси машины вследствие

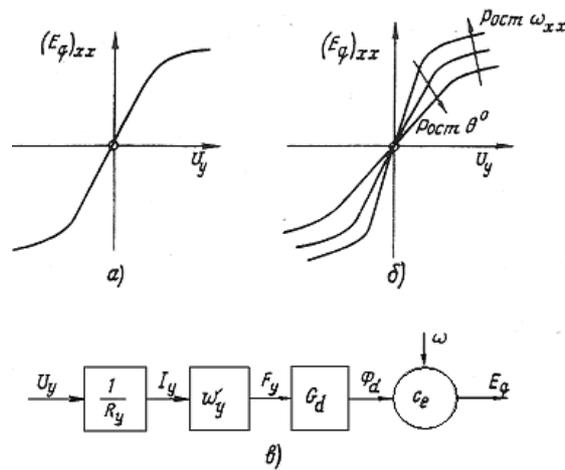


Рис. 3.7

появления НС поперечной реакции якоря. Для учета уменьшения ЭДС машины из-за влияния поперечной реакции якоря введем продольную составляющую НС реакции якоря F_{dq} , направленную встречно НС возбуждения (управления) (см. рис. 3.5, д).

ЭДС, снимаемая поперечными щетками, зависит только от величины продольного потока Φ_d , т.е. определяется выражением:

$$E_q = c_e \omega G_d (F_y - F_{dq}) = K_q (F_y - F_{dq}). \quad (3.3)$$

Кроме того, на выходе ГНВ при $I_n \neq 0$ ЭДС уменьшается вследствие снижения скорости вращения приводного двигателя, поскольку последний должен преодолевать момент сопротивления ГНВ, равный моменту сопротивления холостого хода, и моменту, определяемому силами взаимодействия тока в обмотке якоря с потоком возбуждения. Поэтому коэффициент передачи нагруженного ГНВ по НС $K_q = c_e \omega G_d$ меньше $K_{q0} = c_e \omega_0 G_d$, так как $\omega < \omega_0$, т.е. $K_g = K_{g0} \omega / \omega_0$.

Напряжение на нагрузке равно $U_n = E_q - I_n r_q$, где R_q – сопротивление якоря по оси q - q , состоящее из сопротивлений обмотки и щеточно-коллекторного контакта. Тогда:

$$U_H = K_{u0} \frac{\omega}{\omega_{xx}} U_y - I_H R_{\text{вых}} = K_u U_y - I_H R_{\text{вых}}, \quad (3.4)$$

где $R_{\text{вых}} = r_q + r_{qa}$ – выходное сопротивление ГНВ, состоящее из активной составляющей r_q и фиктивной r_{qa} , обусловленной реакцией якоря.

Учитывая, что $I_H = \frac{U_H}{R_H}$, выражение (3.4) можно записать так:

$$U_H = K_u \frac{R_H}{R_H + R_{\text{вых}}} U_y. \quad (3.5)$$

Для ГНВ с приводными двигателями, обладающими большой жесткостью механических характеристик, можно пренебречь изменением скорости вращения из-за тока нагрузки и считать $K_u \approx K_{u0}$.

Построенные по (3.4) и (3.5) внешние и регулированные характеристики приведены на рис. 3.8, а, б, и в. Из (3.5) видно,

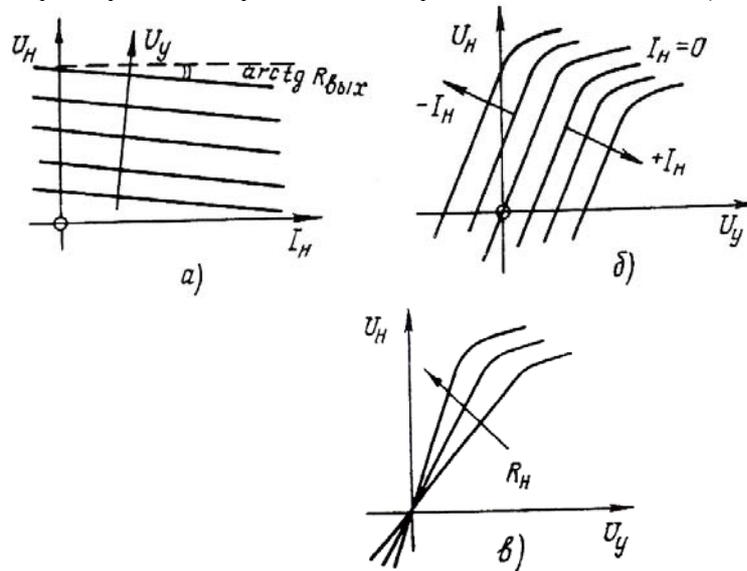


Рис. 3.8

что коэффициент передачи напряжения нагруженного ГНВ при постоянном R_n есть величина, зависящая от R_n :

$$K_{ин} = K_{и0} \frac{R_n}{R_n + R_{вых}}$$

Структурная схема нагруженного ГНВ в статическом режиме работы, полученная на основании статических характеристик, приведена на рис. 3.9.

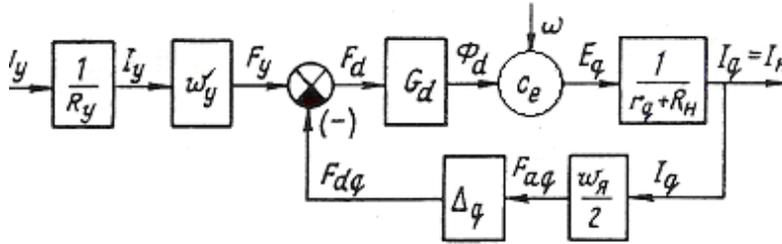


Рис. 3.9

3.2. Электромашинные усилители поперечного поля

Простейшим методом увеличения коэффициента усиления мощности и добротности ЭМУ путем каскадирования является последовательное включение двух ГНВ (рис. 3.10). В этом случае выходное напряжение генератора Г1 является сигналом управления для генератора Г2. Коэффициент усиления мощности обоих каскадов $K_N = K_{N1}K_{N2}$, а постоянная времени $T \approx T_{y1} + T_{y2}$, поэтому добротность системы, определяемая отношением $\frac{K_N}{T_y}$,

увеличивается. Недостатком такой схемы является громоздкость конструкции и склонность системы к автоколебаниям из-за наличия динамических ОС в каждом каскаде. Более удобным является выполнение двух каскадов в одной машине, что осуществляется в так называемых ЭМУ поперечного поля.

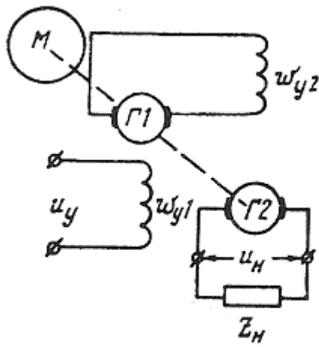


Рис. 3.10

3.2.1. Принцип действия

При рассмотрении работы ГНВ на нагрузку было показано, что кроме потока возбуждения (управления), направленного по продольной оси машины, в ней возникает поток поперечной реакции якоря Φ_{aq} , направленный по поперечной оси машины. При токах якоря, близких к номинальному, Φ_{aq} обычно близок по величине к потоку возбуждения, а иногда и превышает его. Поток Φ_{aq} в пространстве практически неподвижен, и в проводниках обмотки якоря, вращающегося в этом потоке, будет наводиться ЭДС значительной величины. Следовательно, поток поперечной реакции якоря можно рассматривать как второй поток возбуждения, существующий в машине.

ЭДС, наводимая в проводниках якоря потоком Φ_{aq} , не может быть снята щетками, расположенными по поперечной оси $q-q$. Но если на коллекторе установить еще одну дополнительную пару щеток по продольной оси $d-d$ (рис. 3.11), то эти щетки будут снимать суммарную ЭДС E_d со всех проводников обмотки якоря, возникающую при его вращении в потоке поперечной реакции якоря Φ_{aq} , т.е. для щеток $d-d$ поток Φ_{aq} будет являться потоком возбуждения.

Этот принцип и используется в ЭМУ поперечного поля. Для создания большого потока Φ_{aq} при малом потоке управления щетки, расположенные по оси $q-q$, закорачивают (рис. 3.12). Тогда даже при небольшой ЭДС, наводимой в обмотке якоря потоком

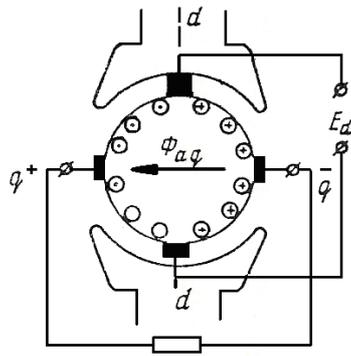


Рис. 3.11

управления и снимаемой со щеток $q-q$, ток в обмотке якоря из-за малой величины ее сопротивления, а следовательно, и поток Φ_{aq} могут быть достаточно большими. Для еще большего увеличения Φ_{aq} иногда на статоре машины располагают дополнительные так называемые поперечные обмотки $w_{п}$, включаемые последовательно с обмоткой якоря (показаны на рис. 3.12 пунктиром). Для более устойчивой работы ЭМУ поперечные щетки смещают относительно геометрической нейтрали так, чтобы иметь небольшую продольную составляющую F_{dq} поперечной реакции якоря, направленную встречно НС управления (рис. 3.12).

Таким образом, первый каскад усиления такой машины – “обмотка управления – поперечные щетки машины”, а второй – “обмотка якоря, закороченная по цепи поперечных щеток, – продольные щетки машины”.

После замыкания цепи продольных щеток на сопротивление нагрузки по обмотке якоря потечет ток $I_d=I_n$, который создаст поток реакции якоря, направленный вдоль продольной оси $d-d$ машины, т.е. продольный поток реакции якоря Φ_{ad} .

Поток Φ_{ad} направлен встречно потоку управления. Если Φ_{ad} сравним с Φ_y , то по продольной оси машина размагнитится, выходное напряжение снизится до весьма малой величины и значительно уменьшатся коэффициенты усиления по напряжению и мощности. Чтобы скомпенсировать размагничивающее действие

продольной реакции якоря, на статоре машины размещается дополнительная компенсационная обмотка w_k , ось которой совпадает с продольной осью $d - d$ машины. Компенсационную обмотку w_k включают последовательно с продольной цепью якоря и нагрузки (рис. 3.12, а) так, чтобы по ней протекал ток нагрузки. В этом случае НС F_k при любом токе нагрузки пропорциональна НС продольной реакции якоря. На рис. 3.12, б приведена пространственная диаграмма НС ЭМУ в этом режиме работы.

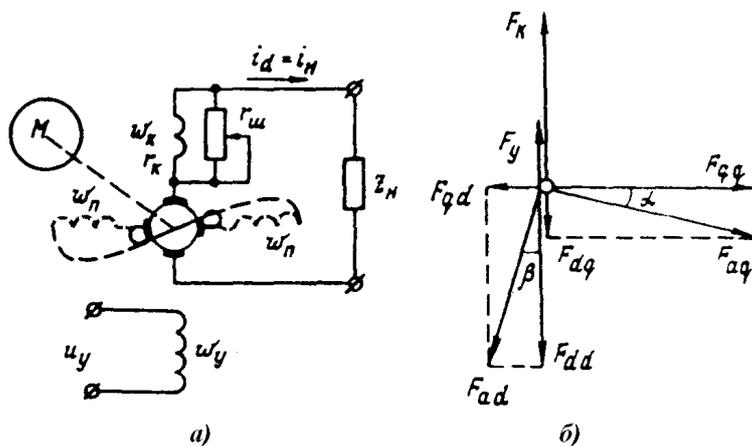


Рис. 3.12

По ряду причин НС продольной реакции якоря F_{ad} направлена под небольшим углом β к продольной оси машины. Поэтому по поперечной оси, кроме НС F_{qq} , действует поперечная составляющая продольной реакции якоря F_{qd} , пропорциональная току продольной цепи машины, т.е. току нагрузки.

Чтобы иметь возможность изменить НС компенсационной обмотки w_k , последнюю шунтируют регулируемым сопротивлением r_w . Поскольку назначение обмотки w_k – компенсация потока продольной реакции якоря, то кроме

выполнения условия равенства НС, создаваемых w_k и обмоткой якоря, необходимо выполнить условие одинакового пространственного распределения этих НС, так как НС реакции якоря создается обмоткой якоря, расположенной в пазах цилиндрического сердечника. Последнее требование обуславливает специфичность конструкции статора ЭМУ поперечного поля.

3.2.2. Статические характеристики ЭМУ

В режиме холостого хода при разомкнутой цепи нагрузки ток по продольной цепи машины в статическом режиме работы равен нулю, поэтому поток Φ_d создается только токами, протекающими по обмоткам управления, и продольной составляющей поперечной реакции якоря F_{dq} , т.е. НС по продольной оси:

$$F_d = F_y - F_{dq} = w_y I_y - w_q \frac{\omega_a}{2} I_q, \quad (3.6)$$

где $\Delta q = \frac{F_{dq}}{F_{aq}}$ коэффициент, определяющий продольную составляющую якоря, I_q – ток, протекающий по обмотке якоря через короткозамкнутые щетки (рис. 3.12, б).

ЭДС, наводимая в цепи поперечных щеток, пропорциональна F_d и равна $E_q = K_q F_d$, а ток $I_q = \frac{E_q}{r_q + r_{qa}}$, где r_q – активное сопротивление в цепи поперечных щеток, а r_{qa} – фиктивная составляющая из-за F_{dq} . ЭДС, наводимая в якоре при вращении в поле реакции якоря F_{qq} , равна $E_d = C_e w G_q F_{qq} \approx C_e w G_q F_{ad}$, так как угол α мал (рис. 3.12, б), и $F_{qq} \approx F_{aq}$.

Таким образом, если проследить всю цепочку преобразования энергии, то можно записать:

$$E_d = \frac{C_e^2 \omega^2 G_d G_q w_\alpha w_y}{2R_y (r_q + r_{qa})} U_y = K_u U_y. \quad (3.7)$$

Эту цепочку удобно проследить по структурной схеме ЭМУ для режима холостого хода (рис. 3.13, б). На рис. 3.13, а приведена регулировочная характеристика ГНВ в режиме холостого хода, учитывающая насыщение магнитной цепи и гистерезис.

Из выражения для коэффициента усиления по напряжению K_u :

$$K_u = K_{uo} \frac{r_q}{r_q + r_{qa}} = \frac{r_q}{r_q + r_{qa}} = \frac{C_e^2 \omega^2 G_d G_q w_\alpha w_y}{2R_y (r_q + r_{qa})},$$

можно оценить влияние параметров машины на его величину и стабильность.

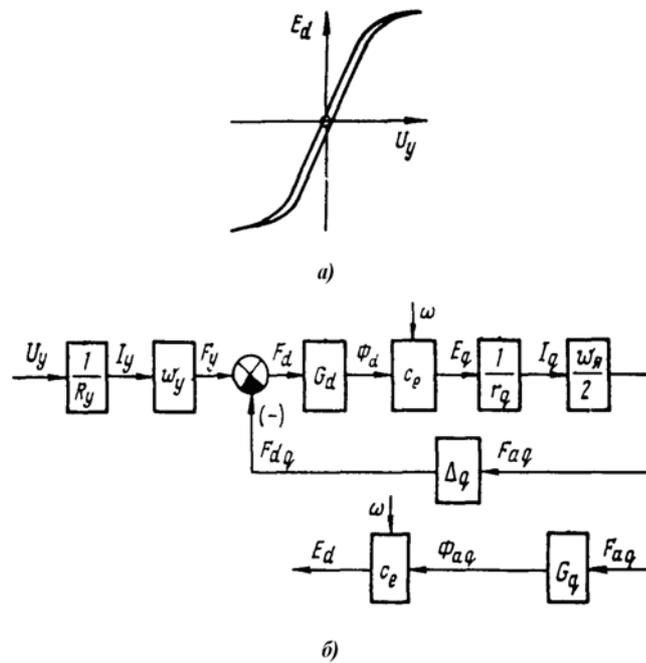


Рис. 3.13

Из этого выражения следует, что K_u пропорционален магнитным проводимостям машины и квадрату скорости вращения. Это учитывается при выборе материалов для изготовления магнитопровода машины и выборе параметров приводного двигателя.

Диаграмма НС машины *при работе на нагрузку* представлена на рис. 3.12, б. НС по продольной оси равна:

$$F_d = F_y - F_{dq} - F_{dd} + F_k.$$

Поскольку при малом угле β $F_{dd} \approx F_{ad} = I_d \frac{w_y}{2}$, то

$$F_d = F_y - I_q \Delta_q \frac{w_y}{2} - I_d \frac{w_y}{2} + I_n w_k.$$

Шунтированием компенсационной обмотки w_k регулировочным сопротивлением $r_{ш}$ (см. рис. 3.12, а) пока пренебрегаем.:

$$I_k = I_d \frac{r_{ш}}{r_{ш} + r_k},$$

где r_k – активное сопротивление w_k .

Учитывая, что $I_k = I_d = I_n$, можно записать:

$$F_d = F_y - I_q \Delta_q \frac{w_y}{2} + I_d w_k,$$

$$F_d = F_y - I_q \Delta_q \frac{w_y}{2} - I_d \frac{w_y}{2} \left(1 - \frac{2w_k}{w_y} \right), \quad (3.8)$$

Величина $\frac{2w_k}{w_y}$ в последнем выражении характеризует степень компенсации продольной реакции якоря и называется коэффициентом компенсации K_k .

Если $K_k = 1$, то F_d не зависит от тока продольной цепи, т.е. продольная составляющая F_{dd} полностью скомпенсирована F_k . В этом случае считают, что ЭМУ имеет полную или нормальную

компенсацию. Если $K_k < 1$, то $F_k < F_{dd}$ и ток нагрузки несколько размагничивает машину, уменьшая выходное напряжение. Такой режим работы называют режимом недокомпенсации, он соответствует наличию в машине внутренней отрицательной ОС по току нагрузки. При перекомпенсации ($K_k > 1$) $F_k > F_{dd}$, что соответствует внутренней положительной ОС по току нагрузки.

Таким образом, для F_d окончательным будет выражение:

$$F_d = w_y I_y - I_q \Delta_q \frac{w_a}{2} - I_d \frac{w_a}{2} (1 - K_k).$$

На основании пространственной диаграммы (рис. 3.12, б) НС по поперечной оси:

$$F_q = F_{qq} - F_{qd} \approx F_{aq} - F_{aq} - F_{qd}.$$

Поперечная составляющая продольной реакции якоря пропорциональна току цепи продольных щеток, поэтому можно записать:

$$F_{qd} = \Delta_d \frac{w_a}{2} I_d,$$

где Δ_d – коэффициент пропорциональности.

Тогда

$$F_q = \frac{w_a}{2} I_q - \Delta_d \frac{w_a}{2} I_d.$$

Из сравнения выражений (3.6) и (3.8) видно, что они отличаются наличием третьего слагаемого в выражении (3.8), которое отражает влияние продольной реакции якоря на величину F_d и степень ее компенсации. Очевидно, что при полной компенсации ($K_k = 1$) эти выражения совпадают. Недокомпенсация или перекомпенсация могут быть учтены введением фиктивной составляющей в выходное сопротивление ЭМУ, т.е. $R_{\text{вых}} = r_d + r_\phi$, где r_d – активное сопротивление в цепи продольных щеток, r_ϕ – фиктивное сопротивление, учитывающее, что $K_k \neq 1$. При $K_k > 1$, $r_\phi < 0$, и

наоборот. При некотором значении $K_k > 1$ выходное сопротивление $R_{\text{вых}} = 0$. Это значение K_k называется *критическим* $K_{\text{кр}}$.

Напряжение на нагрузке определяется выражением:

$$U_n = E_d - I_n R_{\text{вых}} = K_u U_y - I_n R_{\text{вых}}.$$

Из него можно получить статические характеристики ЭМУ, внешнюю и регулировочную.

На рис. 3.14, а приведены внешние характеристики ЭМУ при различных значениях K_k .

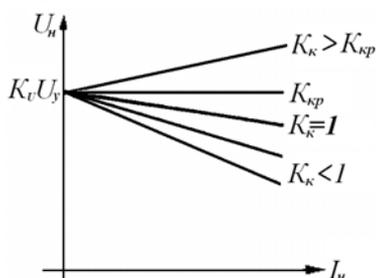


Рис. 3.14

На рис. 3.15 приведены регулировочные характеристики при $R_n = \text{const}$ и $K_k = \text{const}$.

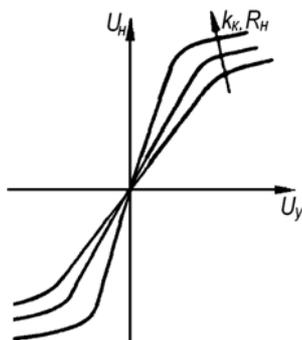


Рис. 3.15

Регулировочные характеристики при $I_H = \text{const}$ для трех значений K_K приведены на рис. 3.16.

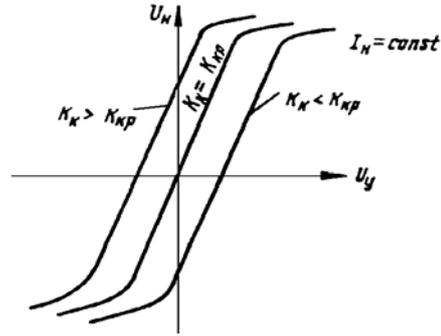


Рис. 3.16

Характеристика, проходящая через начало координат, соответствует $K_K = K_{Kр}$ при любом значении I_H или $I_H = 0$ при любом значении K_K .

На рис. 3.17 приведена структурная схема нагруженного ЭМУ в статическом режиме работы, поясняющая преобразования сигналов, и цепи внутренних обратных связей.

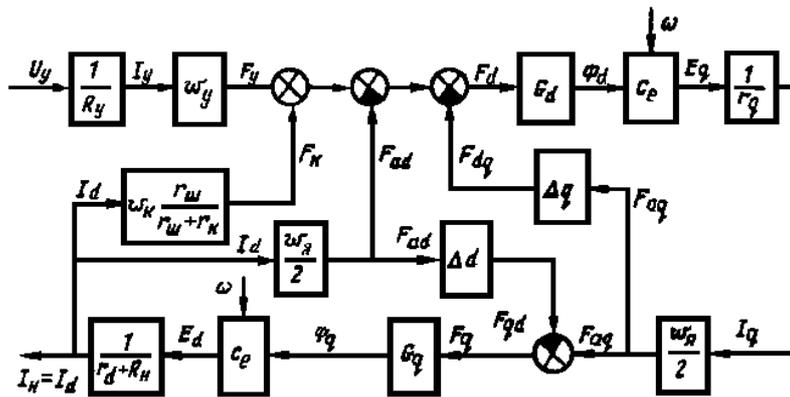


Рис. 3.17

Коэффициент передачи (усиления) напряжения ЭМУ, работающего под нагрузкой, определяется следующим выражением:

$$(K_u)_H = K_u \frac{R_H}{R_H + R_{\text{ВЫХ}}} = \frac{C_e^2 \omega^2 G_d G_q w_y w_y}{2R_y (r_q + r_{qa})} \frac{R_H}{R_H + R_{\text{ВЫХ}}}.$$

Современные ЭМУ поперечного поля в номинальном режиме работы имеют K_N порядка $10^3 - 10^4$. Благодаря большому коэффициенту усиления напряженность, создаваемая обмотками управления, невелика и соизмерима с коэрцитивной силой ферромагнитных материалов, используемых в магнитной цепи ЭМУ. Поэтому регулировочные характеристики реальных ЭМУ отличаются от идеализированных (рис. 3.15 и 3.16) нелинейностью на начальном участке и наличием гистерезиса. Также нелинейны и внешние характеристики вследствие изменения скорости приводного двигателя.

4. ТИРИСТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

В настоящее время в системах автоматического управления (САУ) широко используются электрические устройства на основе тиристоров – управляемых многослойных полупроводниковых приборов ключевого действия. Это усилители мощности, тиристорные ключи (коммутаторы), управляемые источники питания, логические схемы, преобразователи постоянного тока в переменный (инверторы и генераторы), преобразователи переменного тока одной частоты в переменный ток другой частоты (частотные преобразователи, конверторы) и т.п. Все эти устройства можно назвать тиристорными преобразователями. Они выполняются как маломощными (например, логические и импульсные схемы в цепях преобразования информационных сигналов), так и с большой выходной мощностью до десятков и сотен киловатт.

Тиристорные преобразователи успешно конкурируют с контактными электромагнитными реле и контакторами, магнитными и электромашинными усилителями и преобразователями.

Большинство тиристорных преобразователей с большой выходной мощностью весьма схожи по принципу действия и являются, по сути дела, устройствами, управляемыми с помощью сигналов малой мощности потоком электрической энергии от источника энергии к нагрузке.

4.1. Принцип действия тиристорного усилителя (ТУ)

4.1.1. Принцип работы тиристора

Тиристор представляет собой четырёхслойную структуру (рис. 4.1, *а*), имеющую три электрода: анод, катод и управляющий электрод. Питающее напряжение прикладывается к аноду и катоду.

Вольт-амперные характеристики тиристора представлены на рис. 4.1, *б*.

При подаче на главные электроды тиристора питающего постоянного напряжения (“+” источника подключен к аноду) ток,

протекающий через прибор, очень мал, так как один из $p-n$ переходов смещен в обратном направлении. При увеличении напряжения ток растет незначительно. Этот участок характеристики напоминает характеристику обратно смещенного диода. Когда приложенное напряжение достигнет некоторой

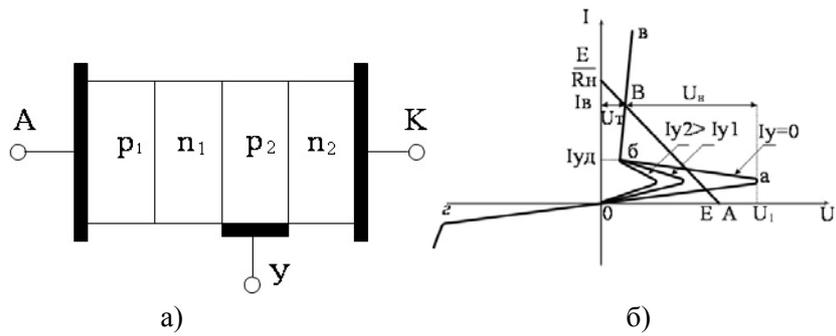


Рис. 4.1

критической величины U_1 , происходит лавинообразное отпирание перехода n_1-p_2 , сопротивление тиристора резко падает и ток существенно увеличивается. Процесс лавинообразного нарастания тока можно пояснить структурной и эквивалентной схемой для этого режима (рис. 4.2).

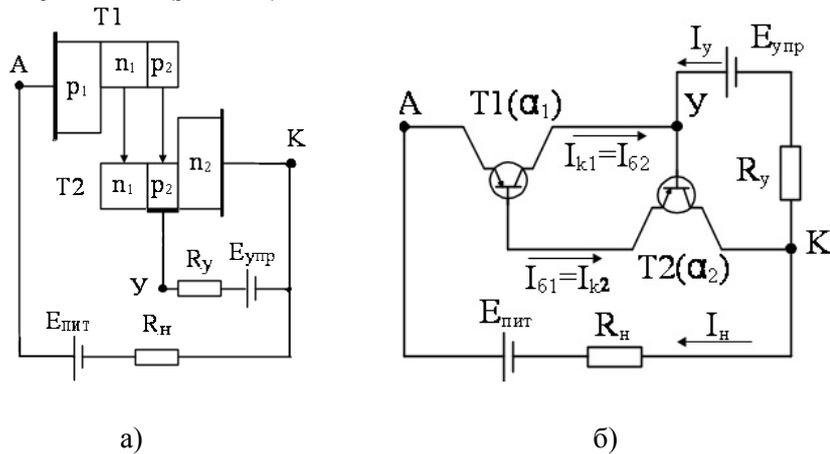


Рис. 4.2

Тиристор может быть представлен в виде двух транзисторов $T1$ и $T2$, соединенных так, что коллекторный ток одного из них (выходной) является базовым (входным) для другого, причем каждый из транзисторов можно считать усилителем тока. Таким образом, возникает система с глубокой положительной обратной связью, что переводит систему в релейный режим.

Режим лавинообразного нарастания тока изображается участком ab характеристики (рис. 4.1, б). Этот участок имеет наклон, соответствующий отрицательному внутреннему сопротивлению преобразователя, что является признаком его неустойчивой работы на этом участке. Процесс лавинообразного нарастания тока прекращается при выходе на участок bc характеристики, являющийся, по существу, характеристикой открытого диода.

Установившееся значение тока определяется величиной приложенного напряжения E и сопротивлением нагрузки R_n . Большая часть приложенного напряжения уравнивается падением напряжения на нагрузке U_n , и лишь незначительная его часть U_T падает на самом тиристоре.

Угол наклона нагрузочной прямой AB на рис. 4.1, б определяется величиной сопротивления нагрузки R_n .

Если подать на управляющий электрод напряжение, смещающее закрытый переход в прямом направлении, то лавинообразный процесс нарастания тока начнется при напряжении, меньшем, чем U_I . Таким образом может быть получено семейство вольт-амперных характеристик тиристора, параметром для этого семейства является величина сигнала управления. Обычно напряжение питания выбирается таким, чтобы при отсутствии сигнала управления тиристор оставался запертым даже при возможных колебаниях напряжения питания, что обеспечивает возможность управления током, протекающим через нагрузку.

В режиме лавинообразного пробоя сигнал управления должен только инициировать начало процесса, и для его дальнейшего развития и поддержания наличие сигнала управления не является необходимым, т. е. тиристор может быть открыт с помощью

сигнала управления и будет оставаться в открытом состоянии при снятии этого сигнала. Отсюда следует, что импульсом сигнала управления можно открыть тиристор, но закрыть его сигналом управления противоположной полярности нельзя. (Строго говоря, это не совсем верно, так как если подать управляющий импульс противоположной полярности, по величине соизмеримой с током нагрузки, то цепь обратной связи может быть нарушена и тиристор закроется. Но такой импульс управления, будучи очень велик, вызовет тепловое разрушение управляющего перехода, тиристор выйдет из строя, и поэтому такой режим работы не может рассматриваться как управление запирающим тиристора.)

Для запирающего тиристора необходимо каким-либо образом снизить ток, протекающий через него до некоторого значения, называемого током удержания $I_{уд}$ (см. рис. 4.1, б). Значение тока удержания существенно меньше величины рабочего тока, протекающего через тиристор в открытом состоянии, поэтому часто считают, что для запирающего тиристора необходимо снизить ток, протекающий через него, до нуля. Сделать это можно, уменьшив напряжение питания, увеличив сопротивление нагрузки, создав встречный запирающий ток (“противоток”) от дополнительного источника или с помощью специальной схемы.

Тиристор, в котором сигнал управления вызывает только отпирание прибора и не может влиять на его запирающее, называется однооперационным. В литературе обычно слово “однооперационный” опускается и под термином “тиристор” понимается именно однооперационный прибор.

Используя более сложную структуру прибора, можно обеспечить и отпирание, и запирающее тиристора с помощью управляющих импульсов различной полярности. В такой усложненной структуре вблизи управляющего электрода за счет дополнительного $p-n$ перехода создается еще один транзистор, усиливающий импульс управляющего тока запирающей полярности. Такие тиристоры называются двухоперационными.

Если изменить полярность напряжения, приложенного к главным электродам тиристора, то два его перехода, кроме управляющего, будут смещены в обратном направлении, и, следовательно, при росте напряжения ток, протекающий через

прибор, будет изменяться незначительно, независимо от наличия или отсутствия сигнала управления, который в этом случае воздействует уже на открытый переход. Участок вольт-амперной характеристики для этого режима будет соответствовать характеристике закрытого диода (участок "0г" на рис. 4.1, б). При дальнейшем увеличении напряжения питания наступает необратимый пробой, выводящий прибор из строя. Для того, чтобы характеристика прибора стала симметричной для обеих полярностей напряжения питания, необходимо ввести усложнение в его структуру (рис. 4.3). Такой прибор называется симмистором. При одной полярности напряжения питания работает структура $p_1-n_2-p_2-n_3$, роль управляющего играет переход n_2-p_2 ; при смене полярности питающего напряжения работает структура $p_1-n_2-p_2$, а управляющим является переход p_1-n_2 .

На рис. 4.3, а и б приведены структура и семейство вольт-амперных характеристик симмистора соответственно.

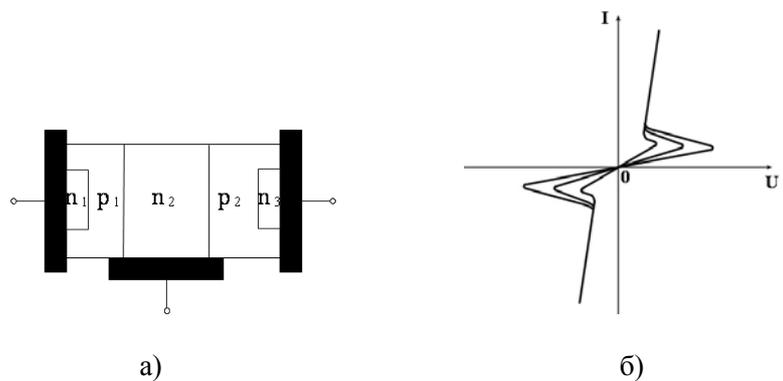


Рис. 4.3

На рис. 4.4. показаны условные обозначения рассмотренных приборов на электрических схемах: 1 – общее обозначение тиристора; 2 – тиристор с прианодным управлением; 3 – тиристор с катодным управлением; 4 – двухоперационный тиристор; 5, 6 – симмистор.

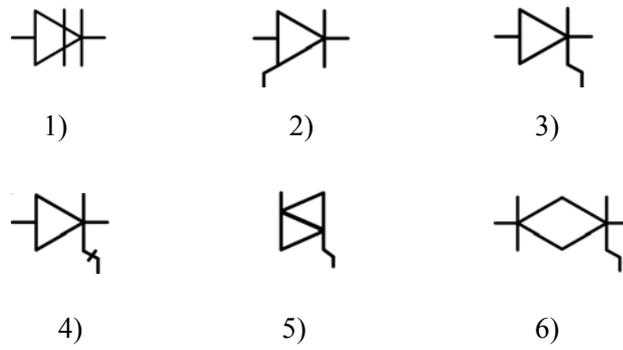


Рис 4.4

4.1.2. Согласование тиристора с нагрузкой

Из рассмотрения вольт-амперных характеристик тиристора и нагрузки следует, что для работы тиристора в режиме ключа необходимо правильно выбрать нагрузку, или наоборот, подобрать правильно тиристор к заданной нагрузке. На рис. 4.5 показана вольт-амперная характеристика тиристора и три варианта активной нагрузки R_n .

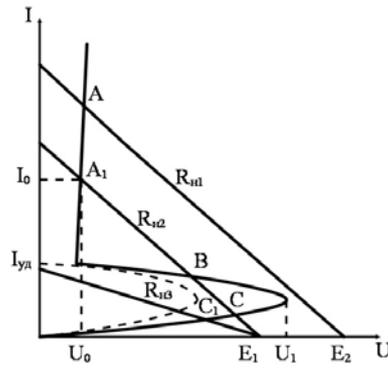


Рис. 4.5

Нагрузочная прямая для $R_{н1}$ пересекает вольт-амперную характеристику тиристора в одной точке A , которая соответствует открытому состоянию тиристора, т. е. тиристор открывается и без

управляющего сигнала. Очевидно, что в данном случае напряжение питания E_2 слишком велико.

Если уменьшить напряжение питания до E_1 , то при той же величине активного сопротивления (прямая $R_{н2}$) нагрузочная прямая пересекает вольт-амперную характеристику уже в трёх точках A, B, C . Две из них являются устойчивыми и соответствуют открытому (т. A_1) и закрытому (т. C) состоянию тиристора. При такой нагрузке тиристор будет открываться при приходе управляющего импульса (вольт-амперная характеристика показана пунктиром) и закрываться при уменьшении тока через него меньше тока удержания $I_{уд}$.

Нагрузочная прямая $R_{н3}$, которая соответствует большему, чем ранее, значению сопротивления нагрузки и напряжению питания E_1 , также пересекает вольт-амперную характеристику тиристора в одной точке C_1 , соответствующей закрытому состоянию тиристора, так как ток через тиристор меньше тока удержания $I_{уд}$.

Таким образом, если задана нагрузка, т.е. напряжение питания E и наклон нагрузочной прямой (значение R_n активного сопротивления), то тиристор нужно выбирать со значением $U_1 > E$. Значение U_1 всегда приводится в паспортных данных. Кроме этого необходимо, чтобы ток через тиристор в открытом состоянии I_0 не превышал предельно допустимого тока, который тоже указывается в паспортных данных. И наконец, средняя за период T мощность рассеяния $P_{расс}$ на тиристоре не должна превышать максимально допустимого значения.

Рассмотрим схему простейшего ТУ на одном тиристоре (рис. 4.6, *a*). Из принципа действия тиристора следует, что для его работы нет необходимости постоянного существования сигнала управления: достаточно подать импульс, который откроет тиристор T , и это открытое состояние будет сохраняться до тех пор, пока ток, протекающий через него и нагрузку, не станет равным нулю. Поскольку импульс управления действует в течение небольшого интервала времени, такая схема может обеспечить достаточно высокий коэффициент усиления по мощности, намного больший, чем аналогичная схема на транзисторах.

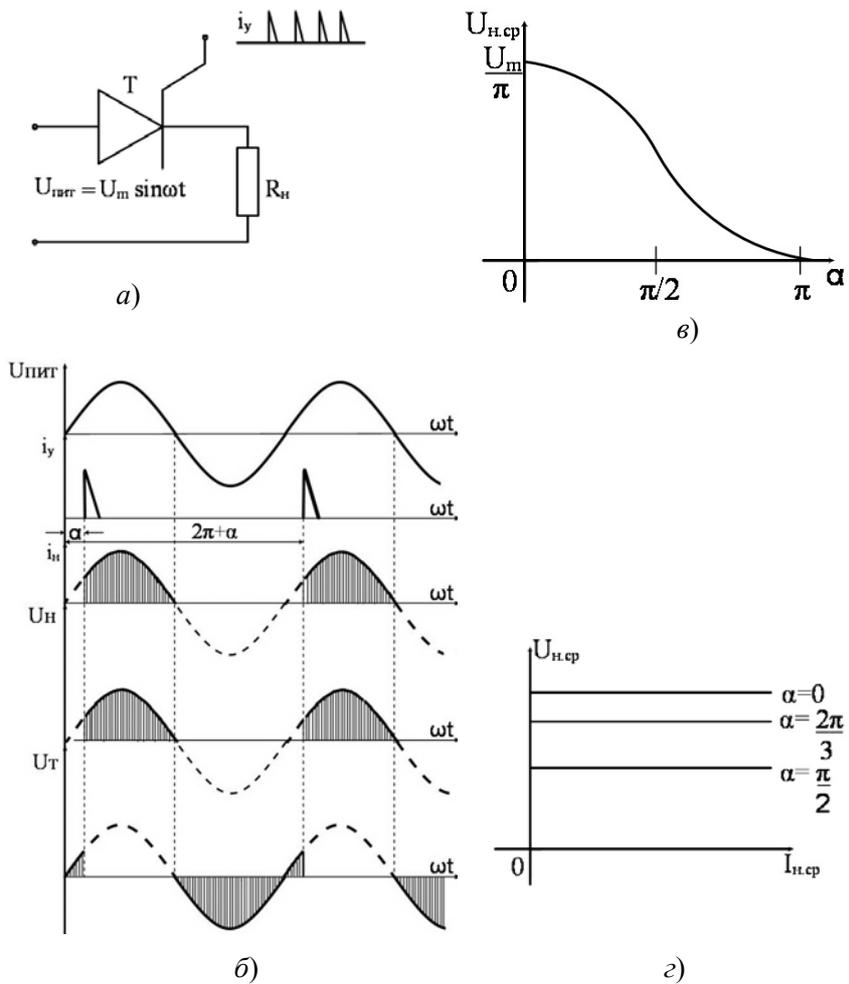


Рис. 4.6

- Примем следующие допущения:
1. Напряжение питания синусоидально $U = U_m \sin \omega t$ и внутреннее сопротивление источника питания равно нулю.
 2. Тиристор идеален, его сопротивление в открытом состоянии равно нулю (участок $бв$ характеристики на рис. 4.1, $б$ совпадает с

осью ординат), а в закрытом состоянии бесконечно велико (участок $0a$ горизонтален и совпадает с осью абсцисс).

3. Времена отпирания и запираания тиристора пренебрежимо малы по сравнению с периодом питающего напряжения, и можно считать, что отпирание и запираание тиристора происходит мгновенно.

4. Нагрузка чисто активная.

5. Импульсы управления поступают периодически, когда фаза питающего напряжения ωt равна α , $(2\pi+\alpha)$, ..., $(2n\pi+\alpha)$.

Рассмотрим временные диаграммы работы схемы (рис. 4.6, б).

До прихода первого импульса управления, т. е. в интервале $[0; \alpha]$, тиристор заперт, и в силу допущения 2 ток i_n в цепи и, следовательно, напряжение на нагрузке U_n равны нулю, и все напряжение питания приложено к тиристорам $U_T = U_{\text{пит}}$. В момент прихода первого управляющего импульса при $\omega t = \alpha$ тиристор откроется и все напряжение питания будет приложено к нагрузке, т. е. $U_n = U_m \sin \omega t$, и через нагрузку потечет ток $i_n = U_n / R_n$.

Пока ток в нагрузке не равен нулю, тиристор сохраняет открытое состояние, напряжение на нагрузке равно напряжению питания, и ток в нагрузке также будет иметь синусоидальную форму. Для определения момента запираания тиристора (обычно обозначаемого β) надо найти тот момент времени, когда ток, протекающий через тиристор, станет равен нулю.

При синусоидальном напряжении питания и активной нагрузке это произойдет при $\omega t = \pi$, т. е. $\beta = \pi$. В этот момент времени тиристор закроется и будет сохранять закрытое состояние до момента прихода следующего управляющего импульса $(2\pi + \alpha)$. После прихода этого и каждого последующего импульса управления картина будет повторяться. Таким образом, в интервалах $[(2n\pi + \alpha); (2n+1)\pi]$ тиристор открыт, через нагрузку протекает ток, диаграмма которого имеет вид “кусочков” синусоиды. Все напряжение питания приложено к нагрузке и его диаграмма имеет такую же форму. В остальное время тиристор закрыт, ток и напряжение нагрузки равны нулю, а все напряжение питания приложено к тиристорам.

Если изменить момент подачи управляющего импульса (уменьшить или увеличить α), то изменятся интервал

проводимости тиристора и, соответственно, средние значения тока, напряжения и мощности, выделяемой на нагрузке. Эти величины будут максимальными при $\alpha = 0$ (интервал проводимости $[0; \pi]$) и минимальными при $\alpha = \pi$ (нулевой интервал проводимости).

Если нагрузка реагирует на среднее или действующее значение тока, то такой ТУ является преобразователем непрерывного действия, несмотря на то, что существующие в нем сигналы имеют импульсный характер. Действительно, в этом случае при изменении сигнала управления (момента подачи управляющего импульса) от нуля до π выходные величины (средние или действующие значения тока, напряжения, мощности) также непрерывно изменяются от максимального до нулевого значения.

Найдем регулировочную характеристику рассматриваемого ТУ, считая выходной величиной среднее значение напряжения на нагрузке. Под регулировочной характеристикой в этом случае будем понимать зависимость $U_{н.ср} = f(\alpha)$. Общий подход нахождения этой характеристики вытекает из определения средних значений

$$U_{н.ср} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} U_m \sin \omega t d(\omega t).$$

Таким образом, для нахождения регулировочной характеристики необходимо по временным диаграммам определить интервал проводимости тиристора, а затем проинтегрировать в этом интервале выражение для мгновенных значений напряжения на нагрузке.

Для рассматриваемой схемы интервал проводимости определяется довольно легко – $[\alpha; \pi]$.

Регулировочная характеристика описывается выражением:

$$U_{н.ср} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} U_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{U_m}{2\pi} (1 + \cos \alpha)$$

и имеет вид, показанный на рис. 4.6, в.

Определим вид внешней характеристики, т.е. зависимости $U_{н.ср} = f(I_{н.ср})$ при $\alpha = \text{const}$. Для того чтобы при $U_m = \text{const}$ и $\alpha = \text{const}$ изменить $I_{н.ср}$, необходимо изменить величину сопротивления

нагрузки. Но при наших допущениях в интервале проводимости тиристора к нагрузке приложено все напряжение питания и, следовательно, при изменении величины сопротивления нагрузки останутся неизменными и интервал проводимости тиристора, и временная диаграмма, и среднее значение напряжения на нагрузке. Отсюда получаем, что при любом значении сопротивления нагрузки, пока она остается чисто активной, сохраняется неизменным среднее значение напряжения на ней и внешняя характеристика будет иметь вид, показанный на рис. 4.6, з, т. е. $R_{\text{вых}} = 0$.

Влияние характера нагрузки и неидеальности тиристорных усилителей на статические характеристики усилителя будет рассмотрено в дальнейшем.

4.1.3. Структурная схема ТУ

Для выработки управляющего импульса и регулировки момента поступления его на тиристор служит специальная схема, называемая блоком управления. Принципы его построения будут рассмотрены далее. Пока отметим, что изменение α происходит под действием напряжения, поступающего на вход блока управления и являющегося, по существу, управляющим (входным) напряжением усилителя в целом.

Итак, тиристорный усилитель состоит из двух частей (рис. 4.7): тиристорного (силового) блока (ТБ), включающего один



Рис. 4.7

или несколько соединенных определенным образом тиристорных или симисторных, и блока управления (БУ), обеспечивающего подачу управляющих импульсов на ТБ в определенные моменты

времени. Для нахождения характеристики ТУ в целом, т. е. зависимости $U_{н.ср} = f(U_v)$, надо знать характеристики БУ (зависимость $\alpha = f(U_v)$) и ТБ (зависимость $U_{н.ср} = f(\alpha)$).

4.1.4. Классификация схем тиристорных усилителей

Характеристики ТУ зависят от свойств и характеристик БУ и ТБ. Это следует иметь в виду при рассмотрении признаков классификации ТУ.

По виду действующих сигналов ТУ могут быть *непрерывного и дискретного* действия. Поскольку в исполнительных устройствах АСУ ТУ используются, как правило, в качестве усилителей мощности, а мощность выходного сигнала определяется для большинства видов нагрузки средними или действующими значениями токов и напряжений, мы ограничимся рассмотрением усилителей непрерывного действия.

По реакции на изменение полярности (фазы) входного сигнала ТУ, как и другие преобразователи, могут быть *униполярными, нереверсивными и реверсивными*. Это свойство также зависит от БУ и ТБ.

Схема, рассмотренная на рис. 4.6, может быть униполярной или нереверсивной в зависимости от того, будут ли вырабатываться импульсы управления при подаче на вход БУ напряжения противоположной полярности или нет. При замене тиристора Т на симмистор эта же схема может стать реверсивной. Если при одной полярности U_v будут вырабатываться импульсы в моменты времени $\alpha, (2\pi+\alpha), \dots, (2n\pi+\alpha)$, а при другой – в моменты $(\pi+\alpha), (3\pi+\alpha), \dots, (2n+1)\pi+\alpha$, то при одной полярности U_v в нагрузке будут существовать токи в положительные полупериоды питающего напряжения, а при другой – в отрицательные, т.е. ток и напряжение на нагрузке изменят полярность при изменении полярности управляющего сигнала.

По виду тока, питающего нагрузку, ТУ бывают с выходом на *постоянном, выпрямленном и переменном* токе.

ТУ с выходом на переменном токе могут различаться типом используемого источника питания и быть *однофазными и многофазными*.

ТУ с выходом на постоянном токе, питающиеся от источника постоянного напряжения, как это следует из принципа действия тиристоров, требуют использования в ТБ двухоперационных тиристоров или применения схем, обеспечивающих возможности создания “противотоков” запираания, причем часто выдвигается дополнительное требование регулировки момента появления этого запирающего тока.

Большое количество классификационных разновидностей имеют схемы с выходом на выпрямленном токе. При однофазном напряжении питания они могут быть *однотактными* и *двухтактными* в зависимости от того, существуют ли импульсы напряжения и тока на нагрузке в каждый из полупериодов питающего напряжения (двухтактные) или только при определенной полярности этого напряжения (однотактные).

Двухтактные ТБ могут быть построены таким образом, что тиристоры выполняют одновременно и выпрямительную и усилительную функции. Такие схемы называются схемами с *совмещенным управлением и выпрямлением*. Но можно напряжение питания сначала выпрямить мостовой схемой, составленной из обычных неуправляемых диодов, затем это выпрямленное напряжение подать на главные электроды тиристора, который и будет регулировать поступление мощности в нагрузку. Такие ТБ называются схемами с *раздельным управлением и выпрямлением с управлением* со стороны выпрямленного тока.

Если же сначала использовать симмистор для управления величиной тока и напряжения, а затем выпрямить сигнал, снимаемый с него с помощью неуправляемого диодного выпрямительного моста, то будет реализована схема с *раздельным управлением и выпрямлением с управлением* со стороны переменного тока.

В дальнейшем будут рассмотрены более подробно преимущества и недостатки упомянутых схем. Следует отметить только, что применение схем с раздельным управлением и выпрямлением иногда позволяет упростить и удешевить схемы ТБ и БУ.

На рис. 4.8 приведена схема, поясняющая рассмотренную классификацию.

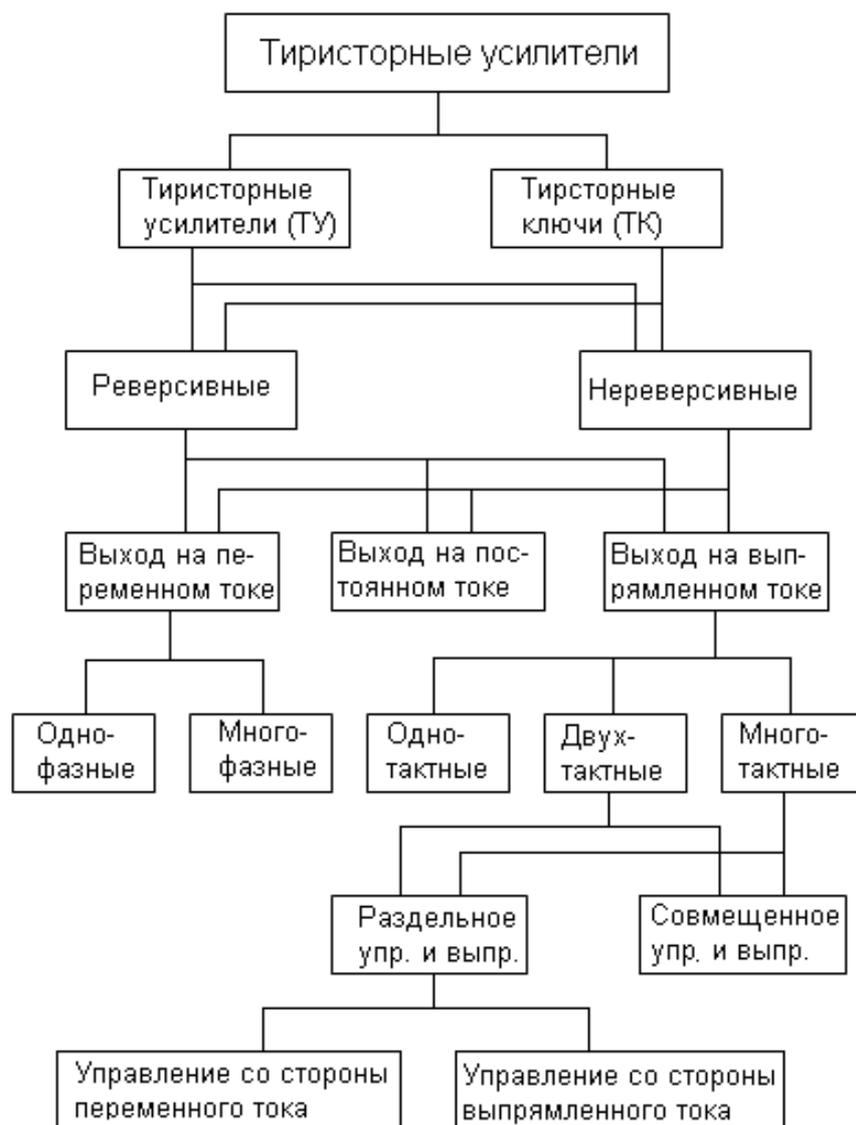


Рис. 4.8

4.2. Тиристорные блоки с выходом на переменном токе

При рассмотрении ТБ с выходом на переменном токе мы ограничимся однофазными схемами. Две простейшие непереворсивные схемы такого типа показаны на рис. 4.9. В одной из них используется симмистор, во второй – два тиристора, включенных встречно и параллельно.

4.2.1. Статические характеристики ТБ при активной нагрузке

Рассмотрим работу схемы с двумя тиристорами (рис. 4.9, б). Временные диаграммы работы приведены на рис. 4.10. Для удобства по оси абсцисс отложена величина ωt , а не t , где ω – частота напряжения питания, а t – время.

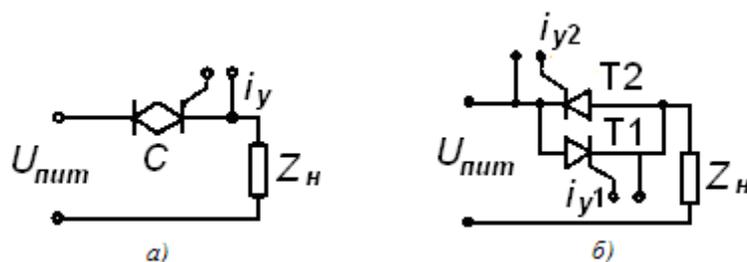


Рис. 4.9

Найдем среднее значение напряжения на нагрузке $U_{н.ср}$. Для этого площадь сигнала U_n за половину периода разделим на π .

Получим:

$$U_{н.ср} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{U_m}{\pi} (1 + \cos \alpha). \quad (4.1)$$

Регулировочная и внешняя характеристики будут иметь вид, подобный рассмотренным ранее (см. рис. 4.6, в, з), но отличаться от них максимальными значениями.

Аналогично, воспользовавшись соответствующим определением, можно найти выражение для действующего значения напряжения на нагрузке.

У реальных приборов прямое сопротивление не равно нулю, и часть напряжения питания падает на самом приборе, что приводит к некоторому уменьшению мгновенных, а, следовательно, среднего и действующего значений напряжения на нагрузке.

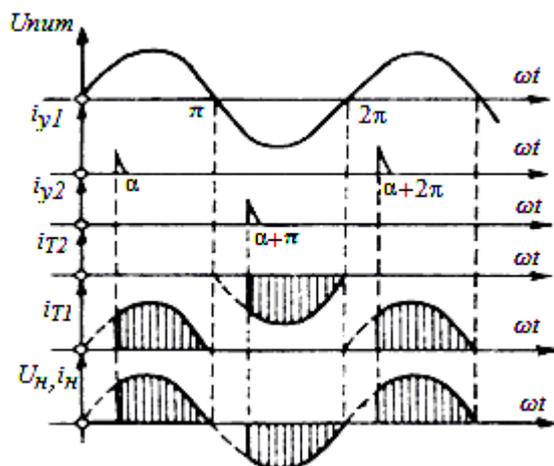


Рис. 4.10

4.2.2. Статические характеристики ТБ при индуктивной нагрузке

На рис. 4.11 приведены временные диаграммы работы схемы, представленной на рис. 4.9, б для случая $z_n = \omega L_n$. Начнем рассмотрение для достаточно больших значений α ($\pi/2 \leq \alpha \leq \pi$).

При приходе в момент α импульса управления тиристор мгновенно откроется, и к нагрузке приложится все напряжение питания $U_m \sin \alpha$, но из-за наличия индуктивности ток в нагрузке не может измениться скачком, а нарастает плавно. При этом в индуктивности начинает накапливаться энергия. Найдем момент времени $(\omega t)_{\text{макс}}$, когда процесс накопления энергии в индуктивности закончится, т.е. когда мгновенное значение тока достигнет максимального для данного α значения. При наших допущениях уравнение закона Ома для интервала проводимости

можно записать в виде $U_{\text{пит}} = U_H = U_L = L \frac{di}{dt} = U_m \sin \omega t$.

Мгновенное значение тока достигает своего максимального значения, когда выполняется условие $\frac{di}{dt} = 0$, откуда $U_m \sin(\omega t)_{\text{макс}} =$

0 и $(\omega t)_{\text{макс}} = \pi$. Заметим, что $(\omega t)_{\text{макс}}$ не зависит ни от α , ни от U_m , ни от L_n , другими словами, при чисто индуктивной нагрузке ток всегда достигает максимального значения в момент перехода напряжения через 0 при $\omega t = \pi$. Поскольку ток не равен нулю, симистор в этот момент не может запереться и продолжает оставаться открытым некоторое время и при $\omega t > \pi$ при отрицательной полуволне питающего напряжения. Это происходит за счет изменения знака противоЭДС, вырабатываемой индуктивностью, которая и поддерживает соответствующую полярность напряжения на главных электродах симистора.

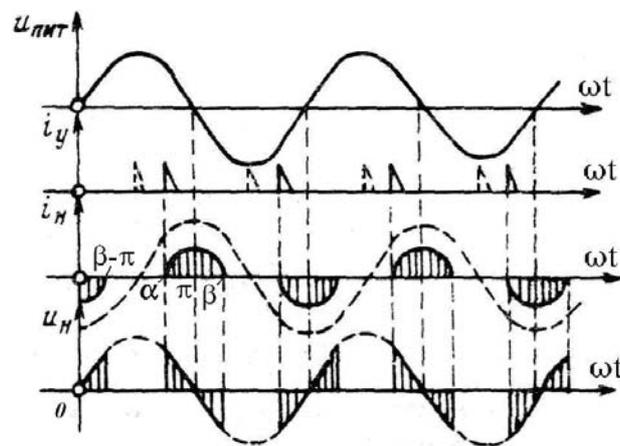


Рис. 4.11

Определим момент запираания β симистора. В виду того, что напряжение на индуктивности изменяется по закону $\sin \omega t$, ток через неё течет в соответствии с $\cos \omega t$. Исходя из симметричности импульса тока относительно момента π (так как это $\cos \omega t$),

получаем $\beta = 2\pi - \alpha$. Таким образом, интервал проводимости определён и можно, интегрируя в этом интервале U_n , найти выражение для регулировочной характеристики. Но по

$$U_{н.ср} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} U_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{U_m}{\pi} \left[\int_0^{\beta-\pi} \sin \omega t d(\omega t) + \int_{\alpha}^{\pi} \sin \omega t d(\omega t) \right] =$$

$$= \frac{U_m}{\pi} (2 + \cos \alpha + \cos \beta), \quad (4.2)$$

определению, интегрирование надо проводить на отрезке $0-\pi$, на котором симмистор открыт дважды: в интервале $[0; (\beta-\pi)]$ за счёт затягивания тока от предыдущего импульса управления и в интервале $[\alpha; \pi]$ от рассматриваемого импульса. Таким образом, а, если учесть, что $\beta = 2\pi - \alpha$, то

$$U_{н.ср} = \frac{2U_m}{\pi} (1 + \cos \alpha) \text{ при } \alpha > \pi/2. \quad (4.3)$$

Сравнив (4.1) и (4.3), можно сделать вывод, что зависимость $U_{н.ср} = f(\alpha)$ для чисто индуктивной нагрузки имеет такой же вид, как и для чисто активной, но при одном и том же α абсолютное значение $U_{н.ср}$ при $Z_n = \omega L_n$ в 2 раза выше, чем при $Z_n = R_n$.

Начнем уменьшать α . При $\alpha = \pi/2$ $\beta = 2\pi - \alpha = 3\pi/2 = \pi + \alpha$ т. е. β совпадает с моментом прихода следующего импульса управления. Временные диаграммы для $\alpha = \pi/2$ показаны на рис. 4.10 пунктиром. Из них видно, что при $\alpha = \pi/2$ достигается максимальная величина $U_{н.ср}$, так как в течение всего периода питающего напряжения симмистор открыт и к нагрузке приложено все напряжение сети.

При дальнейшем уменьшении α возникает дополнительное требование к управляющим импульсам. В интервале $[0; (\beta-\pi)]$, когда за счет затягивания тока от предыдущего импульса управления прибор остается открытым, его состояние не зависит от цепи управления (пришедший в этом интервале управляющий импульс не изменит состояния прибора). Если действие этого управляющего импульса закончится до момента $(\beta-\pi)$, когда ток, протекающий через тиристор, станет равным нулю, и он закроется, то тиристор будет оставаться закрытым до прихода следующего импульса. Произойдет потеря управляющего импульса и

нарушится режим работы схемы. Для предотвращения этого необходимо, чтобы управляющий импульс существовал и после момента запирающего тиристора. В этом случае требуется длинный управляющий импульс, чтобы режим работы схемы не был нарушен.

Допустим, что на управляющий электрод поступил длинный импульс в интервале $[0; (\beta-\pi)]$. В момент его прихода тиристор не сможет отреагировать, так как он продолжает оставаться открытым от предыдущего импульса. Но как только в момент $(\beta-\pi)$ ток, проходящий через тиристор, станет равным нулю и тиристор закроется, под действием продолжающегося существования импульса управления произойдет очередное отпирание прибора. В силу принятых допущений процессы запирающего и отпирания тиристора будут происходить мгновенно и одновременно.

Далее рассмотрим работу схемы, предположив существование длинного управляющего импульса. При выполнении этого условия последующее уменьшение α менее чем $\pi/2$ не может вызвать увеличения $U_{н.ср}$, так как уже при $\alpha/2$ в течение всего периода питающего напряжения симистор открыт и к нагрузке приложено все напряжение сети. Отсюда следует, что при $\alpha < \pi/2$ теряется управление $U_{н.ср}$ и напряжение на нагрузке не зависит от α . Регулировочная характеристика однофазного ТБ при работе на $Z_n = \omega L_n$ показана на рис. 4.12, а.

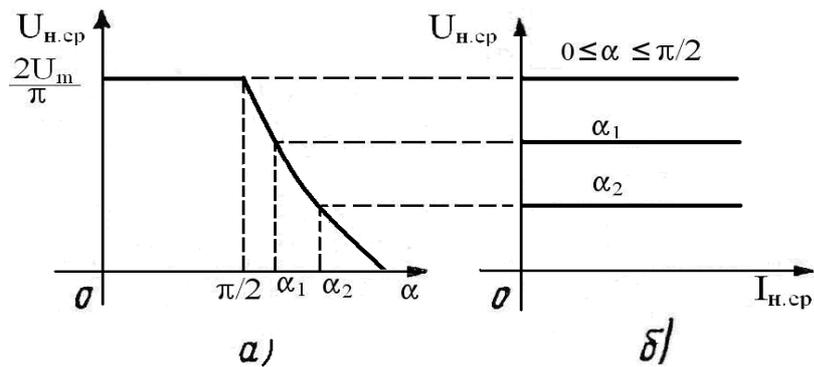


Рис. 4.12

4.2.3. Статические характеристики ТБ при смешанной (R-L) нагрузке

Поскольку $(\omega t)_{\text{макс}}$, а следовательно, и β не зависят от величины индуктивности, диаграмма напряжения и $U_{\text{н.ср}}$ также не будут зависеть от $\omega L_{\text{н}}$. При изменении $\omega L_{\text{н}}$ будет изменяться $I_{\text{н.ср}}$, а $U_{\text{н.ср}}$ будет оставаться неизменным. Отсюда получаем внешнюю характеристику для однофазного ТБ при $Z_{\text{н}} = \omega L_{\text{н}}$ (рис. 4.12, б).

Все проведенные выше рассуждения и полученные характеристики справедливы для обеих схем однофазных ТБ, приведенных на рис. 4.9.

Учет неидеальности используемых приборов проводится аналогично рассмотренному ранее.

Этот случай представляет наибольший интерес, так как такая нагрузка очень часто встречается на практике, например, при управлении с помощью тиристорной работой асинхронного двигателя. Временные диаграммы показаны на рис. 4.13. Как и в предыдущем случае начнем рассмотрение с больших $\alpha > \pi/2$.

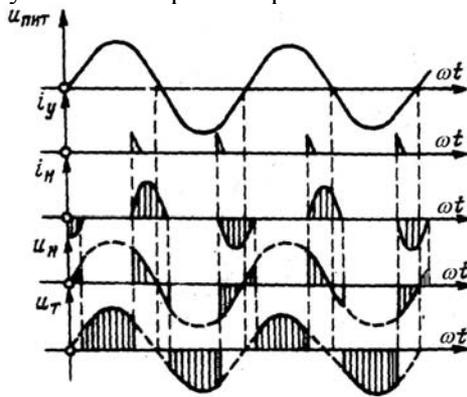


Рис. 4.13

Рассуждая аналогично, найдем $(\omega t)_{\text{макс}}$. Уравнение закона Ома в этом случае $U_m \sin \omega t = iR_{\text{н}} + L_{\text{н}} \frac{di}{dt}$. Приравняв $\frac{di}{dt} = 0$, получим

$$U_m \sin(\omega t)_{\max} = iR_n \quad \text{и, следовательно,} \quad (\omega t)_{\max} = \arcsin \frac{U_m}{i_m R_n}.$$

Поскольку $\frac{U_m}{i_m R_n} > 0$, $(\omega t)_{\max} < \pi$ и, как следствие этого, $\beta < 2\pi - \alpha$.

Это легко объяснимо с энергетической точки зрения: наличие активного сопротивления в цепи приводит к потере на нем части энергии и не вся энергия, запасенная индуктивностью в интервале $[\alpha, \pi]$, возвращается в сеть в интервале $[\pi, \beta]$.

Уравнение регулировочной характеристики, найденное интегрированием U_n на участке $0-\pi$ имеет вид такой же, как (4.2):

$$U_{n, \text{cp}} = \frac{U_m}{\pi} (2 + \cos \alpha + \cos \beta). \quad (4.4)$$

Сравнивая (4.4) с (4.3) и (4.1) получим, что при одном и том же α среднее напряжение на смешанной нагрузке несколько меньше, чем на чисто индуктивной, но больше, чем при чисто активной.

Следует отметить, что в случае $(R-L)$ -нагрузки β является функцией не только α , но и параметров нагрузки; В общем случае можно записать: $\beta = f(\alpha, \varphi_n)$, где $\varphi_n = \arctg \frac{\omega L_n}{R_n}$ – фазный угол

нагрузки, так как соотношение между запасенной в индуктивности энергией и потерями на активном сопротивлении (а именно это определяет отклонение $(\omega t)_{\max}$ от π , и, следовательно, определяет β) зависит от φ_n . От этой же величины φ_n зависит граничное значение угла отпирания $\alpha_{\text{гр}}$, при котором среднее напряжение на нагрузке достигает своего максимального значения. Физически это означает, что энергии, накопленной в индуктивности, несмотря на наличие активных потерь в цепи, оказывается достаточно для поддержания тока в нагрузке до момента прихода следующего управляющего импульса. При дальнейшем уменьшении α схема теряет управляемость. Здесь так же, как и в предыдущем случае, имеется в виду наличие "длинного" импульса управления. Таким образом, уравнение (4.4) справедливо при $\alpha > \alpha_{\text{гр}}$, где $\alpha_{\text{гр}} = \varphi_n$. При $\alpha \leq \alpha_{\text{гр}}$ $U_{n, \text{cp}} = (U_{n, \text{cp}})_{\max}$.

По уравнениям (4.1), (4.3), (4.4) можно построить семейство регулировочных характеристик, параметром которого является φ_n (рис. 4.14).

Нахождение внешних характеристик при работе однофазных ТБ на $(R-L)$ -нагрузку затруднено двумя обстоятельствами: во-первых, зависимость $\beta = f(\varphi_n)$ описывается трансцендентным уравнением, а во-вторых, ток в нагрузке может изменяться при изменении Z_n разными способами: при изменении только R_n , или только ωL_n , или при изменении этих величин одновременно. Поэтому ограничимся только качественными рассуждениями для некоторых частных случаев.

1. Изменение Z_n происходит за счет одновременного изменения R_n и ωL_n , причем $\varphi_n = \text{const}$.

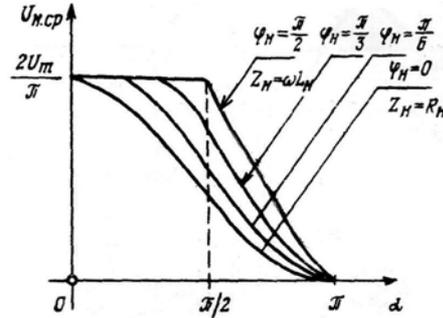


Рис. 4.14

При таком условии изменение нагрузки не вызывает изменения β , т. е. при постоянном значении α временные диаграммы токов и напряжений, а следовательно, и среднее значение напряжения на нагрузке не изменяются (рис. 4.15, а).

2. Изменение Z_n происходит только за счет изменения R_n . Для увеличения $I_{н.ср}$ необходимо уменьшать R_n , что приведет к увеличению фазного угла нагрузки. Возрастание φ_n вызывает увеличение угла запираания и, соответственно, возрастание $U_{н.ср}$. Внешняя характеристика в этом случае – нелинейно возрастающая (рис. 4.15, в).

3. Изменение Z_n происходит только за счет изменения ωL_n .

Для увеличения $I_{н.ср}$ необходимо уменьшать ωL_n , что приведет к уменьшению фазного угла нагрузки. Уменьшение фазного угла вызывает уменьшение угла β и, следовательно, уменьшение $U_{н.ср}$.

Внешняя характеристика в этом случае нелинейно падающая (рис. 4.15, з).

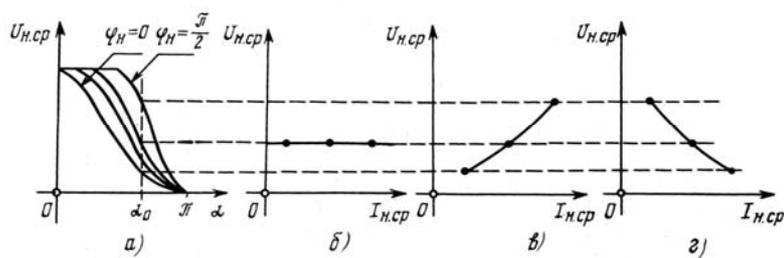


Рис. 4.15

Эти же результаты можно было бы получить, анализируя семейство регулировочных характеристик при разных значениях φ_n (см. рис. 4.15, а).

Проиллюстрируем это, разобрав для примера случай 3. Для увеличения тока нагрузки необходимо уменьшать индуктивность, что приводит к уменьшению φ_n . Это означает, что при том же значении α рабочая точка перейдет на новую регулировочную характеристику, лежащую ниже исходной, т. е. напряжение на нагрузке уменьшится.

4.2.4. Реверсивные ТБ переменного тока

Реверсивные ТБ с выходом на переменном токе должны обеспечивать изменение фазы выходного тока и напряжения при изменении полярности управляющего сигнала, поступающего на вход БУ ТУ. Два варианта схем таких ТБ, обеспечивающих реверсивность, показаны на рис. 4.16, а и б. Временные диаграммы, поясняющие работу этих схем, приведены на рис. 4.17, а и б соответственно.

Диаграммы построены для чисто активной нагрузки. Принцип работы реверсивных ТБ и требования, предъявляемые к БУ, очевидны из сравнения временных диаграмм для двух полярностей напряжения управления. Если сравнить диаграммы для одного

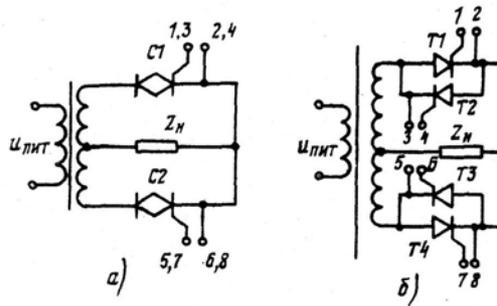


Рис. 4.16

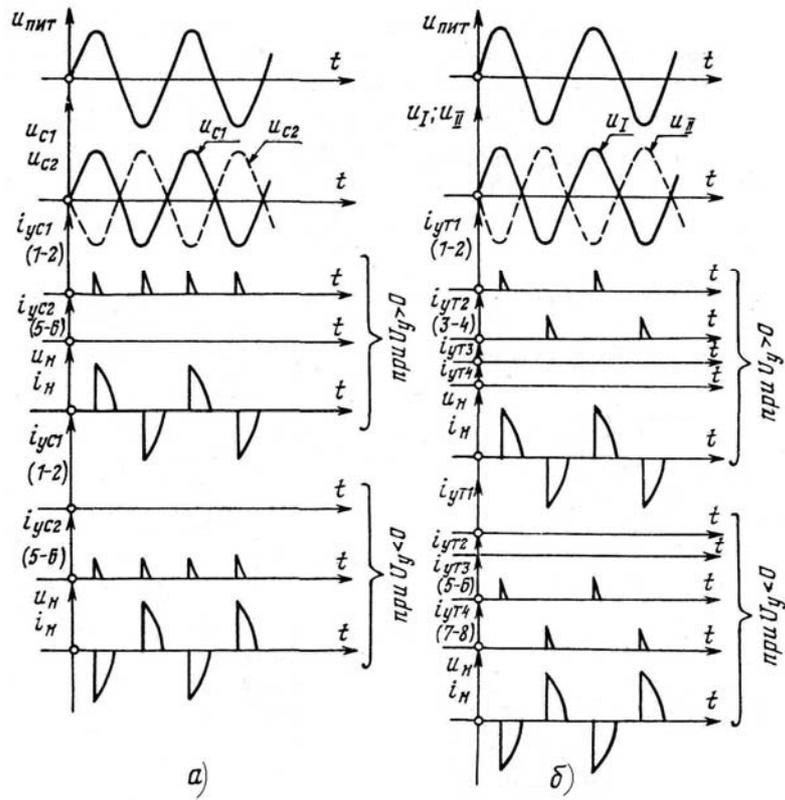


Рис.4.17

(любого) знака управляющего напряжения с аналогичными диаграммами, полученными ранее для нереверсивных однофазных ТБ, показанных на рис. 4.9, можно сделать вывод об их полной идентичности. Такую же полную идентичность можно обнаружить и для других видов нагрузки (индуктивной, активно-индуктивной), поэтому приводить эти диаграммы для реверсивных ТБ не имеет смысла. Для перехода от временных диаграмм к регулировочным характеристикам схем, необходимо вспомнить блок-схему усилителя на рис.4.7 и приведенное ранее замечание, что реверсивность усилителя определяется его реакцией на изменение полярности управляющего напряжения, поступающего на вход БУ. Поскольку регулировочные характеристики ТБ для каждой полярности U_y нам уже известны из рассмотрения нереверсивных схем, то для построения регулировочной характеристики ТУ в целом необходимо знать характеристику БУ, т.е. зависимость $\alpha = f(U_y)$. Если предположить, что эта зависимость линейна ($\alpha = kU_y$), то регулировочные характеристики ТУ для различных значений φ_n будут иметь вид, показанный на рис. 4.18, а. Внешние характеристики ТУ, показанные на рис. 4.18, б, построены для такого значения U_y , при котором $\alpha > \pi/2$. Различный вид внешних характеристик объясняется разными способами изменения нагрузки (R , L или одновременно R и L), приводящими к изменению $I_{н.ср}$.

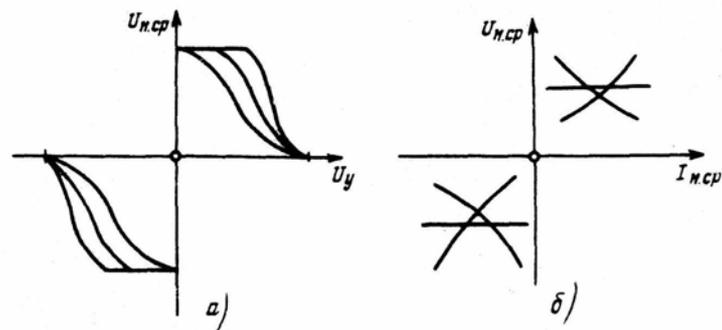


Рис. 4.18

4.3. Тиристорные блоки с выходом на выпрямленном токе

4.3.1. Статические характеристики однотактной схемы ТБ при различных видах нагрузки

Исходя из приведенной ранее классификации, такие схемы, питаемые от источника переменного напряжения, должны обеспечить протекание через нагрузку тока одной полярности. В однотактной схеме должен существовать только один импульс тока в течение периода питающего напряжения. Такой режим работы может обеспечить схема, показанная на рис. 4.19, а.

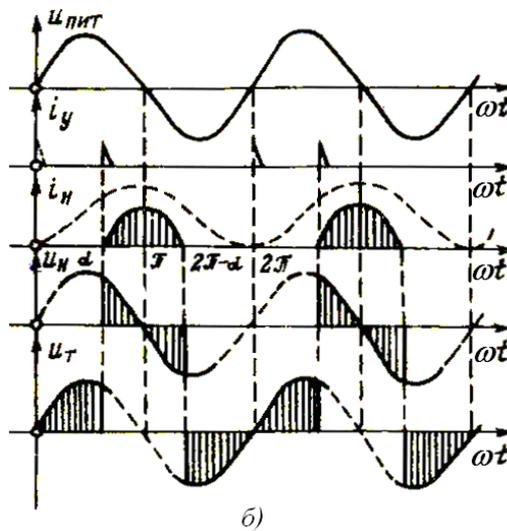
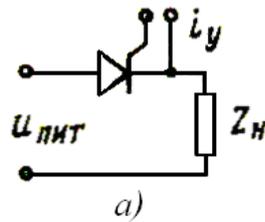


Рис. 4.19

Работа этой схемы на чисто активную нагрузку фактически проанализирована при рассмотрении принципа работы ТУ (п.п. 4.1 и 4.2). Там были рассмотрены временные диаграммы, регулировочная и внешняя характеристики (см. рис. 4.5) и получено уравнение регулировочной характеристики.

Рассмотрим работу одноктной нереверсивной схемы (рис. 4.19, а) на идеальную индуктивность ($Z_n = \omega L_n$). Временные диаграммы для этого случая приведены на рис. 4.19, б. Проведя рассуждения, аналогичные тем, которые были сделаны при рассмотрении работы однофазных ТБ на идеальную индуктивность, находим, что и в этом случае $(\omega t)_{\max} = \pi$, а $\beta = 2\pi - \alpha$, причем β не зависит от величины индуктивности. Однако здесь имеется ряд существенных отличий от ранее рассмотренного режима. Первое отличие заключается в том, что при любом значении α схема сохраняет управляемость. Форма выходного напряжения на нагрузке U_n симметрична относительно момента π , поэтому не выполняя интегрирование, можно сказать, что средняя величина напряжения на нагрузке $U_{н.ср} = 0$. Очевидно регулировочная характеристика $U_{н.ср} = f(\alpha)$ в этом случае будет иметь вид прямой, совпадающей с осью абсцисс.

При работе одноктной нереверсивной схемы на активно-индуктивную ($R-L$) нагрузку временные диаграммы показаны на рис. 4.20. За счет потерь энергии на активном сопротивлении $(\omega t)_{\max} < \pi$ и $\beta < 2\pi - \alpha$. За счет несимметрии кривой напряжения на нагрузке относительно точки π , возникающей из-за наличия потерь энергии на активном сопротивлении, среднее напряжение на нагрузке будет отлично от нуля и может быть найдено по формуле

$$U_{н.ср} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} U_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{U_m}{2\pi} (\cos \alpha - \cos \beta). \quad (4.5)$$

Следует иметь в виду, что $\beta > \pi$ и $\cos \beta < 0$.

Поскольку $|\cos \beta| < 1$, то из сравнения (4.1) и (4.5) следует, что индуктивная составляющая нагрузки снижает среднее значение напряжения на нагрузке по сравнению с активной нагрузкой. Семейство регулировочных характеристик одноктного нереверсивного ТБ при его работе на активно-индуктивную нагрузку показано на рис. 4.21. Сравнение этих характеристик с

характеристиками однофазного нереверсивного ТБ с выходом на переменном токе (см. рис. 4.15) позволяет сделать вывод, что затягивание тока за момент π за счет наличия индуктивности по разному влияет на $U_{н.ср}$: увеличивает его в схеме с выходом на переменном токе и уменьшает в схеме с выходом на выпрямленном токе.

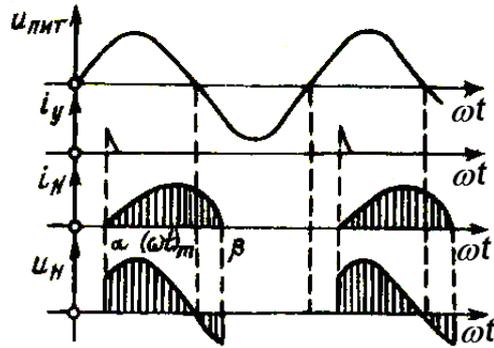


Рис. 4.20

Внешние характеристики. Из рассмотрения временных диаграмм следует, что увеличение β приводит к уменьшению $U_{н.ср}$ за счет увеличения отрицательного напряжения в интервале $[\pi; \beta]$. С другой стороны, как это было показано раньше, β увеличивается с ростом φ_n . Учет этих двух положений позволяет довольно просто построить внешние характеристики рассматриваемой схемы ТБ.

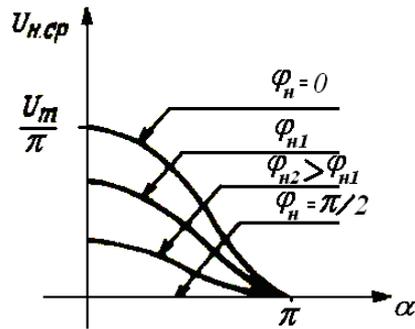


Рис. 4.21

Рассмотрим семейство регулировочных характеристик (рис. 4.22, а). Пусть изменения тока в нагрузке происходит за счет изменения Z_n , причем изменяются и активная и индуктивная составляющие ($\omega L_n = var$ и $R_n = var$), но $\varphi_n = const$. При постоянстве фазного угла нагрузки не изменяется β и, следовательно, не изменяется и $U_{н.ср}$. Внешняя характеристика имеет вид, показанный на рис. 4.22, б.

Пусть уменьшение Z_n и, следовательно, увеличение $I_{н.ср}$, происходит за счет изменения только активного сопротивления R_n . Уменьшение R_n вызывает увеличение φ_n и, следовательно, увеличение β . При этом увеличивается интервал существования отрицательного напряжения $[\pi; \beta]$ и $U_{н.ср}$ уменьшается. Внешняя характеристика для этого случая показана на рис. 4.22, в.

Аналогично рассуждая, найдем внешнюю характеристику для случая $Z_n = var$, $R_n = const$, $\omega L_n = var$ (рис. 4.22, з); для увеличения $I_{н.ср}$ надо уменьшить ωL_n , что приведет к уменьшению φ_n , β и интервала существования отрицательного напряжения, а $U_{н.ср}$ возрастет.

Сравнение внешних характеристик одноктных ТБ с выходом на выпрямленном токе (см. рис. 4.21) с характеристиками однофазных ТБ с выходом на переменном токе (см. рис. 4.15) показывает, что они имеют одинаковый характер только в случае

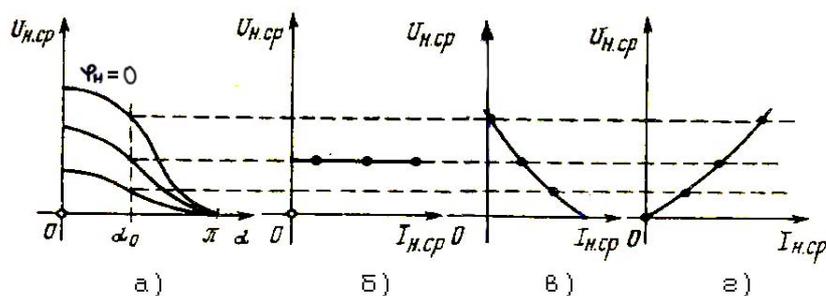


Рис. 4.22

$Z_n = var$, $\varphi_n = const$; в двух остальных случаях зависимости носят противоположный характер. Это объясняется разной зависимостью

$U_{н.ср}$ от φ_n , что видно из сравнения двух семейств регулировочных характеристик (см. рис. 4.15 и 4.22).

Работа однократных неперверсивных тиристорных блоков на нагрузку, содержащую противоЭДС. Этот вид нагрузок встречается довольно часто, например (R-E)-нагрузка соответствует подзарядке аккумулятора от сети переменного тока, а (R-L-E) - нагрузка – управлению двигателем постоянного тока по его якорной цепи.

На рис 4.23 показана схема и временные диаграммы ее работы на (R-E) - нагрузку.

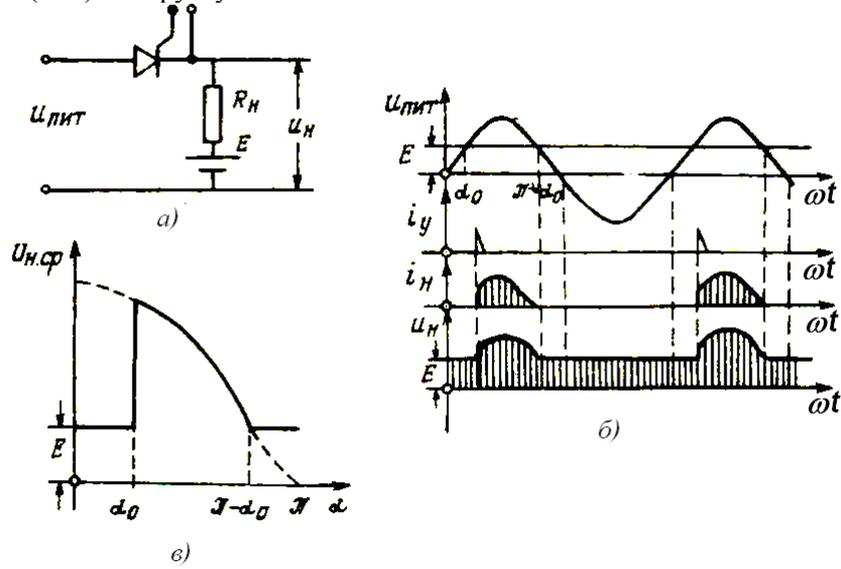


Рис. 4.23

Первая особенность этого режима заключается в том, что в течение положительной полуволны питающего напряжения за счет наличия противоЭДС существуют интервалы, когда тиристор не может быть открыт управляющим импульсом. Открыть тиристор можно только при условии, что мгновенное значение напряжения питания превосходит величину противоЭДС E . Предельные

значения углов отпирания α_0 и $\pi - \alpha$ могут быть найдены из соотношения $U_m \sin \alpha_0 = E$, откуда получаем $\alpha_0 = \arcsin \frac{E}{U_m}$.

Таким образом, можно сделать вывод, что наличие противоЭДС уменьшает динамический диапазон управляющих значений α .

Пусть $\alpha_0 \leq \alpha \leq \pi - \alpha_0$. В интервале $[0; \alpha]$ тиристор заперт и напряжение на нагрузке равно E , а ток равен 0. В момент прихода управляющего импульса α тиристор отпирается и на нагрузке появляется напряжение, повторяющее форму питающего напряжения, так как по определению противоЭДС входит в нагрузку. В момент $(\pi - \alpha_0)$ напряжение на главных электродах тиристора станет равно нулю, ток в нагрузке также станет равен 0 и тиристор закроется. До прихода следующего импульса управления, т.е. до момента $(2\pi + \alpha)$ напряжение на нагрузке снова станет равным величине противоЭДС E . Таким образом, интервал проводимости тиристора равен $[\alpha; \pi - \alpha_0]$ и регулировочная характеристика примет вид:

$$U_{н.ср} = E \quad \text{при } \alpha \leq \alpha_0 \text{ и } \alpha \geq \pi - \alpha_0;$$

$$U_{н.ср} = \frac{U_m}{2\pi} (\cos \alpha + \cos \alpha_0) + \frac{E}{2\pi} (\alpha + \alpha_0 + \pi) \quad \text{при } \alpha_0 \leq \alpha \leq \pi - \alpha_0. \quad (4.6)$$

На рис. 4.24, а приведены временные диаграммы работы однотактной схемы на $(R-L-E)$ - нагрузку. И в этом случае

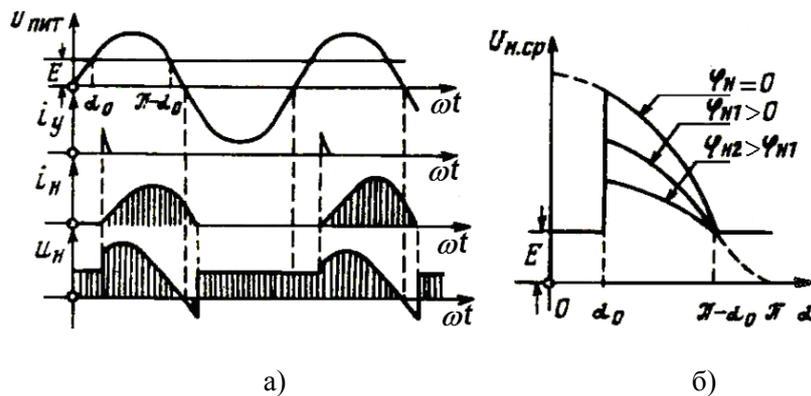


Рис. 4.24

тиристор можно открыть только при $\alpha_0 \leq \alpha \leq \pi - \alpha_0$. Если α удовлетворяет этому условию, тиристор откроется при приходе управляющего импульса, все напряжение питания будет приложено к нагрузке до момента запираания тиристора. В момент отпираания ток не может измениться скачком из-за наличия индуктивности. Момент запираания тиристора в этом случае зависит от α , φ_n и E .

Регулировочная характеристика имеет вид (рис 4.24, б):

$$U_{н\text{ ср}} = E \quad \text{при } \alpha \leq \alpha_0 \text{ и } \alpha \geq \pi - \alpha_0;$$

$$U_{н\text{ ср}} = \frac{U_m}{2\pi} (\cos\alpha - \cos\beta) + \frac{E}{2\pi} (\alpha + 2\pi - \beta) \quad \text{при } \alpha_0 \leq \alpha \leq \pi - \alpha_0. \quad (4.7)$$

Внешние характеристики одноктных неперверсивных тиристорных блоков при работе на нагрузку, содержащую противоЭДС. Если в рассматриваемых схемах изменение тока при постоянном значении α достигается за счет изменения R_n или ωL_n , то внешние характеристики имеют тот же характер, что и рассмотренные ранее (см. рис. 4.22). Наибольший интерес представляет изменение $I_{н\text{ ср}}$ за счет изменения величины E . При этом следует иметь в виду, что при изменении E будет изменяться α_0 и динамический диапазон управляющих сигналов. Это обстоятельство во многом затрудняет проведение анализа. Будем считать, что управление происходит за счет подачи "длинного" импульса продолжительностью до полупериода питающего напряжения, и тиристор открывается его передним фронтом, если момент его подачи α лежит в диапазоне $\alpha_0 \leq \alpha \leq \pi - \alpha_0$. Если же это условие не выполняется, то тиристор откроется в момент α_0 .

Регулировочные характеристики для различных значений противоЭДС и активной нагрузки приведены на рис. 4.25. Участки кривых, изображенных пунктиром, соответствуют управлению длинным импульсом.

При значениях $\alpha \geq \frac{\pi}{2}$ максимальное значение питающего напряжения равно $U_m \sin\alpha$, поэтому рассматривать регулировочные

характеристики при значениях α , больших этой величины нецелесообразно. Соответствующая область на рис. 4.25 ограничена пунктирной кривой 1, которая представляет собой $U_m \sin \alpha$.

При изменении E вид внешней характеристики зависит от величины α . Действительно, при любом $\alpha \leq \frac{\pi}{2}$ $I_{н.ср} = 0$ может быть

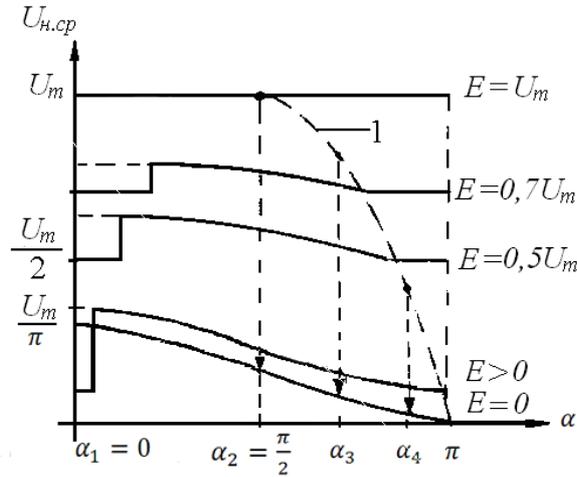


Рис. 4.25

только при условии, что $E = U_m$, т. е. все внешние характеристики будут исходить из одной точки $U_{н.ср} = U_m$. При всех $\alpha \geq \frac{\pi}{2}$ внешние характеристики будут исходить из точек, соответствующих напряжению $U_m \sin \alpha$. Максимальное значение тока $I_{н.ср}$ будет достигаться при $E = 0$, при этом значение $U_{н.ср}$ будет равно $\frac{U_m}{2\pi}(1 + \cos \alpha)$ для активной нагрузки, и $\frac{U_m}{2\pi}(\cos \alpha - \cos \beta)$ для активно-индуктивной нагрузки. Внешние характеристики для четырех значений α при активной нагрузке приведены на рис. 4.26. Если нагрузка активно-индуктивная, вид внешних характеристик

принципиально не изменяется. Изменяется только значение $U_{н,ср}$ в конечной точке (при $E = 0$).

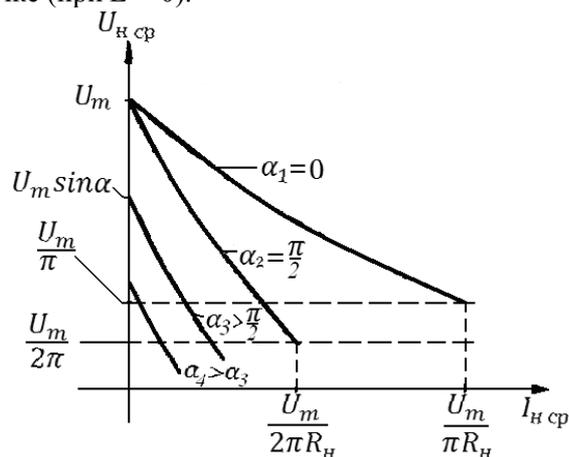


Рис. 4.26

4.3.2. Статические характеристики двухтактной схемы ТБ при различных видах нагрузки

Нереверсивный двухтактный тиристорный блок при работе на чисто активную нагрузку. Схема простейшего нереверсивного двухтактного ТБ и временные диаграммы ее работы на чисто активную нагрузку показаны на рис. 4.27. В дополнительных пояснениях нуждается только диаграмма мгновенных значений напряжения на тиристорах ($U_{Т1}$ на рис. 4.27, б). Когда оба тиристора закрыты, на каждом из них падает напряжение, действующее на одной из обмоток дифференциального трансформатора $U_{тр}$; когда один из тиристоров открывается и на нагрузку появляется напряжение, к другому, закрытому тиристор, оказывается приложенным напряжение равно сумме $U_{тр} + U_{н}$. Поэтому тиристоры, используемые в схеме, должны быть рассчитаны на удвоенное, по сравнению с однотактной схемой, обратное напряжение. При выводе уравнения статической характеристики следует учитывать, что за период питающего

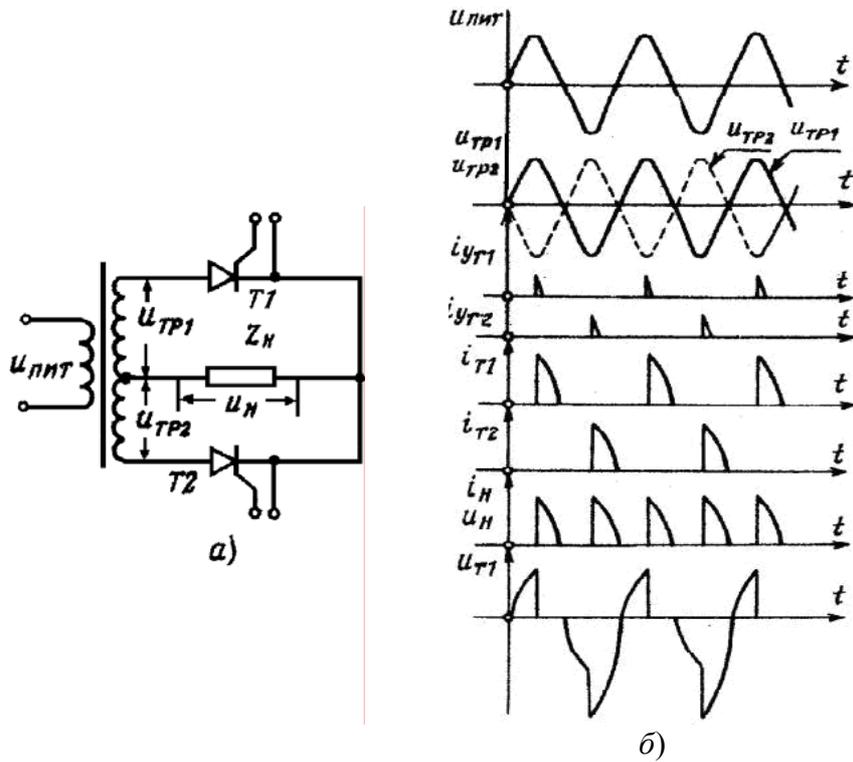


Рис. 4.27

напряжения на нагрузке существует два импульса напряжения в интервале $[\alpha; \pi]$ от тиристора Т1, а в интервале $[(\alpha+\pi); 2\pi]$ от Т2. Среднее напряжение на нагрузке равно:

$$U_{н\text{ ср}} = \frac{U_m}{\pi}(1 + \cos \alpha). \quad (4.8)$$

Сравнение (4.1) и (4.8) показывает, что при том же значении α среднее напряжение на нагрузке в двухтактной схеме вдвое больше, чем в однотактной.

Внешние характеристики имеют такой же вид, как и для рассмотренных ранее однотактных схем при их работе на чисто активную нагрузку.

Работа двухтактного тиристорного блока на активно-индуктивную нагрузку. Временные диаграммы для этого случая показаны на рис. 4.28. При больших α , когда энергии, накопленной в индуктивности, оказывается недостаточно для поддержания тока до момента прихода следующего импульса управления, ток в нагрузке имеет прерывистый характер (рис. 4.28, а).

При уменьшении α может возникнуть такой режим, при котором Т2 открывается в момент $\alpha+\pi$, когда ток через Т1 еще не успел упасть до нуля. В этот момент появляется ток тиристора Т2, который может замыкаться через нагрузку и через тиристор Т1, запирает Т1, являясь для него “противотоком”. После запираания Т1 ток от Т2 течет через нагрузку (рис. 4.28, б).

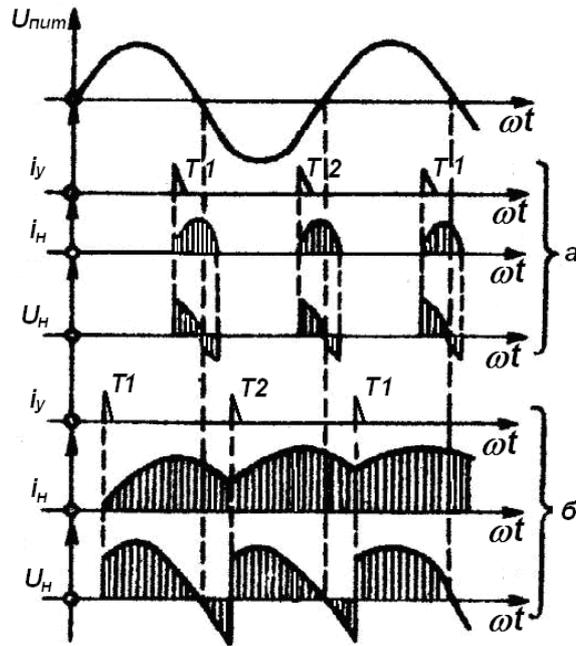


Рис. 4.28

Через полпериода питающего напряжения тиристоры Т1 и Т2 поменяются ролями, и на нагрузке будет существовать

непрерывный ток. При дальнейшем уменьшении α будет сокращаться интервал существования отрицательного напряжения на нагрузке, что приведет к увеличению $U_{н.ср}$, т.е. несмотря на существование непрерывного тока в нагрузке, сохранится зависимость $U_{н.ср}$ от α , другими словами, сохранится управляемость схемы. Регулировочная характеристика для двухтактной схемы, работающей на активно-индуктивную нагрузку, может быть описана формулой (для $\alpha \geq \varphi_n$):

$$U_{н.ср} = \frac{U_m}{\pi} (\cos \alpha - \cos \beta). \quad (4.9)$$

Для $\alpha < \varphi_n$ момент запираания тиристора определяется приходом следующего импульса управления, т.е. можно считать, что $\beta = \pi + \alpha$. Подставив это значение β в (4.9), получим выражение для регулировочной характеристики в режиме непрерывных токов, т. е.

$$\text{для } \alpha \leq \varphi_n \quad U_{н.ср} = \frac{2U_m}{\pi} \cos \alpha.$$

Таким образом, регулировочная характеристика состоит из двух частей: первая – для $\alpha \leq \alpha_{гр} = \varphi_n$ и вторая – для $\alpha \geq \alpha_{гр} = \varphi_n$. На рис. 4.29 представлено семейство регулировочных характеристик для разных значений φ_n .

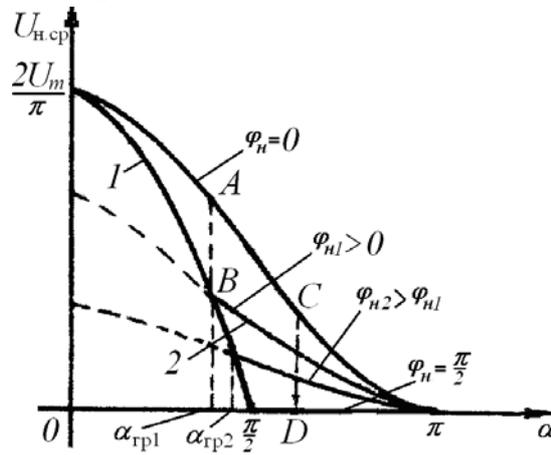


Рис. 4.29

Вид внешних характеристик зависит от того, что является причиной изменения нагрузочного параметра, т.е. тока нагрузки. Если изменяются одновременно R_n и L_n нагрузки, но останется постоянным значение φ_n , то осциллограмма напряжения на нагрузке не изменится и, следовательно, среднее значение напряжения $U_{н.ср.}$ останется постоянным, так как падением напряжения на внутреннем сопротивлении источника питания и сопротивлением открытого тиристора мы пренебрегаем.

Если ток нагрузки изменится из-за изменения активной составляющей нагрузки R_n , а значение L_n останется постоянной (так ведет себя силовой трансформатор с большой индуктивностью рассеяния), то при изменении тока нагрузки $I_{н.ср.}$ от 0 до

максимального значения, равного $\frac{U_{н.ср.}}{\omega L_n}$, фазный угол нагрузки φ_n

будет изменяться от 0 до $\pi/2$, проходя значения $\varphi_n = \alpha$. При $\varphi_n < \alpha$ наступает режим прерывистых токов (см. рис. 4.28, а), и осциллограмма напряжения на нагрузке будет изменяться. С ростом $I_{н.ср.}$ будет уменьшаться R_n , и увеличиваться φ_n , что приведет к увеличению угла запираания тиристора β , т.е. к росту отрицательной составляющей в осциллограмме U_n . Среднее значение $U_{н.ср.}$ будет уменьшаться. Это можно проследить по регулировочным характеристикам (см. рис. 4.29). Внешняя характеристика строится при $\alpha = \text{const}$. Причем $\alpha = \alpha_{гр1}$. При $R_n = \infty$ ($I_{н.ср.} = 0$) $\varphi_n = 0$ и напряжение на нагрузке будет соответствовать точке А на соответствующей кривой. При уменьшении R_n будет увеличиваться φ_n и мы будем переходить на все более низкую кривую, пока не достигнем $\varphi_{н1} = \alpha_{гр1}$ (точка В). Наступает режим непрерывных токов, когда момент запираания тиристора $\beta = \pi + \alpha$, т.е. тиристор запирается с приходом следующего управляющего импульса. Дальнейшее уменьшение R_n и увеличение $I_{н.ср.}$ не изменяет вида осциллограммы U_n (см. рис. 4.28, б) и среднее напряжение на нагрузке $U_{н.ср.}$ остается постоянным и равным ординате в точке В на рис. 4.29. Таким образом, внешняя характеристика будет состоять из двух частей: падающей и горизонтальной. Это справедливо для значений α от 0 до $\pi/2$. При

$\alpha > \pi/2$ режима непрерывных токов не будет, поэтому при изменении R_n от ∞ до 0 ($I_{н.ср}$ изменяется от 0 до $\frac{U_{н.ср}}{\omega L_n}$) будет увеличиваться угол запираания тиристора β и, следовательно, отрицательная составляющая U_n . $U_{н.ср}$ при этом будет изменяться от величины $\frac{U_m}{2\pi}(1 + \cos \alpha)$ до 0. Это видно и по регулировочным характеристикам. Рабочая точка перемещается из точки C в точку D . Семейство внешних характеристик для различных значений α при $R_n = \text{var}$ и $L_n = \text{const}$ представлено на рис. 4.30.

В том случае, если изменение тока в нагрузке $I_{н.ср}$ происходит из-за изменения индуктивности (это происходит при нагрузке в виде электромагнитных механизмов), внешняя характеристика имеет другой вид. Действительно, при изменении L_n от ∞ до 0 фазный угол нагрузки φ_n изменяется от $\pi/2$ до 0. Тогда при $\alpha \geq \pi/2$ в

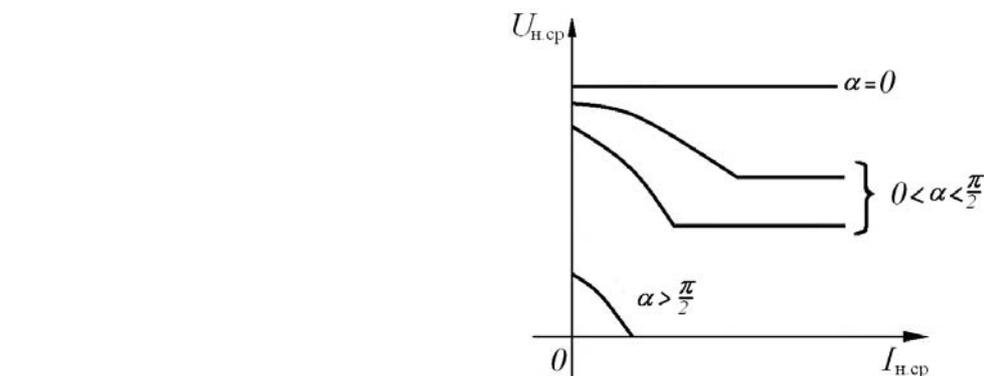


Рис. 4.30

режиме прерывистых токов напряжение на нагрузке изменяется от 0 до $\frac{U_m}{\pi}(1 + \cos \alpha)$. На регулировочных характеристиках (см. рис. 4.29) это соответствует перемещению рабочей точки из точки D в точку C .

Для $\alpha < \pi/2$ внешняя характеристика будет состоять из двух частей. При больших значениях L_n и, следовательно, φ_n , будет осуществляться режим непрерывных токов, когда отпирание и запираание тиристоров происходит от управляющих импульсов и $U_{н.ср}$ не будет изменяться. Когда φ_n уменьшится до величины меньше $\alpha_{гр1}$, тогда наступит режим прерывистых токов и с уменьшением φ_n (т.е. ростом $I_{н.ср}$) напряжение $U_{н.ср}$ будет расти, так как уменьшается отрицательная составляющая на осциллограмме U_n . Рабочая точка перемещается из точки B в точку A (см. рис. 4.29). Максимальное значение $I_{н.ср} = \frac{U_m}{\pi}(1 + \cos \alpha)$, так как при $L_n = 0$ нагрузка становится чисто активной.

Семейство внешних характеристик при различных α приведено на рис. 4.31. Горизонтальный участок соответствует режиму непрерывных токов, когда напряжение $U_{н.ср} = \frac{2U_m}{\pi R_n}(1 + \cos \alpha)$. Этот режим возможен только для $\alpha \leq \pi/2$. Участок наклонной прямой соответствует режиму прерывистых токов.

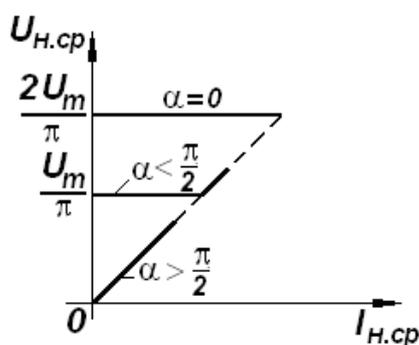


Рис. 4.31

Рассмотрим работу двухтактного тиристорного блока на активно-индуктивную нагрузку с противоЭДС. Временные диаграммы показаны на рис. 4.32, а статические характеристики – на рис. 4.33.

В этом случае, как и в предыдущем, могут существовать режимы как непрерывных, так и прерывистых токов. Только за счет наличия противоЭДС переход от одного режима к другому будет происходить не при $\alpha_{\text{гр}} = \varphi_{\text{н}}$, а при $\alpha_{\text{гр}} < \varphi_{\text{н}}$.

Наличие противоЭДС, как и в однотактной схеме, уменьшает динамический диапазон управляющих сигналов, ограничивая его условием $\alpha_0 \leq \alpha \leq \pi - \alpha_0$. Таким образом, регулировочная характеристика (рис 4.32) состоит из трех частей. При $\alpha < \alpha_0$ и $\alpha > \pi - \alpha_0$ тиристор коротким импульсом не открывается и $U_{\text{н.ср}} = E$. Если использовать “длинный” импульс, то для $0 \leq \alpha < \alpha_0$ $U_{\text{н.ср}}(\alpha) = U_{\text{н.ср}}(\alpha_0)$ (см. рис. 4.32), т.е. оно будет на уровне максимального значения для данного α .

Для $\pi - \alpha_0 < \alpha < \pi$ $U_{\text{н.ср}} = E$, так как для этих α использовать длинный импульс бессмысленно и тиристор вообще не открывается.

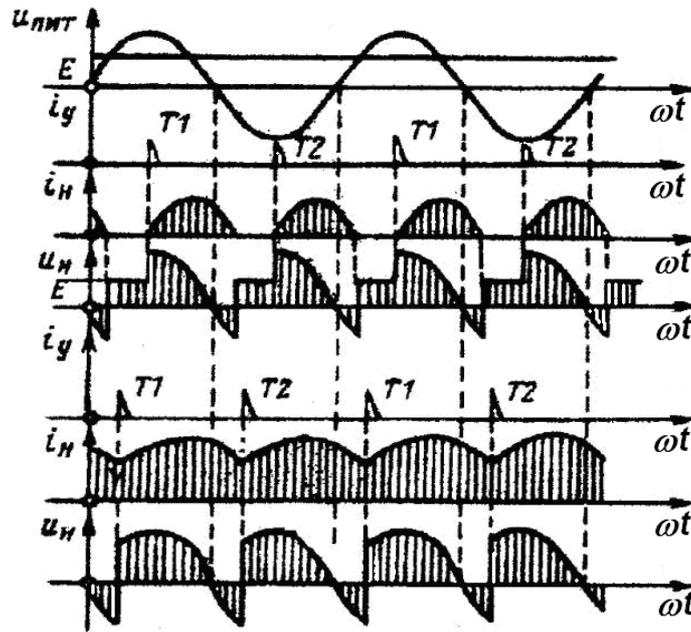


Рис. 4.32

При $\alpha_0 \leq \alpha \leq \alpha_{гр}$ ТБ работает в режиме непрерывных токов, когда всегда открыт один из тиристоров, и в этом случае

$$U_{н.ср} = \frac{2U_m}{\pi} \cos \alpha.$$

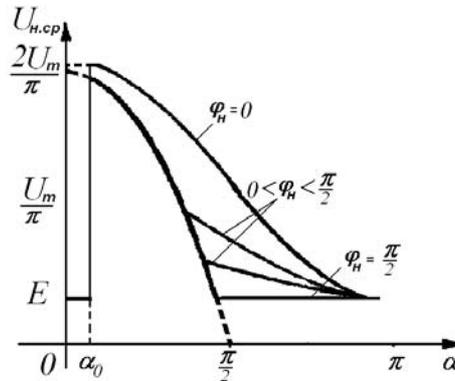


Рис. 4.33

$$\text{При } \alpha_{гр} \leq \alpha \leq \pi - \alpha_0 \quad U_{н.ср} = \frac{U_m}{\pi} (\cos \alpha - \cos \beta) + \frac{E}{\pi} (\pi + \alpha - \beta),$$

где второе слагаемое появилось из-за того, что при закрытых тиристорах на нагрузке наблюдается противоЭДС E .

Внешние характеристики построены только для случая, когда ток нагрузки уменьшается из-за уменьшения противоЭДС E (рис. 4.34).

Для $0 \leq \alpha \leq \pi/2$ величина тока $I_{н.ср} = 0$ может быть только при $E = U_m$. Это означает, что при использовании “длинного” импульса тиристор может открыться только в момент $\alpha = \pi/2$ и сразу же закроется, при этом на нагрузке будет наблюдаться только эта противоЭДС $E = U_m$. Значит все внешние характеристики для таких значений α будут начинаться в точке $I_{н.ср} = 0$, $U_{н.ср} = U_m$.

Далее с уменьшением E (увеличивается $I_{н.ср}$) будет уменьшаться $U_{н.ср}$ до тех пор, пока не наступит режим непрерывных токов, когда $U_{н.ср}$ зависит только от α . Этому режиму соответствует горизонтальный участок характеристики.

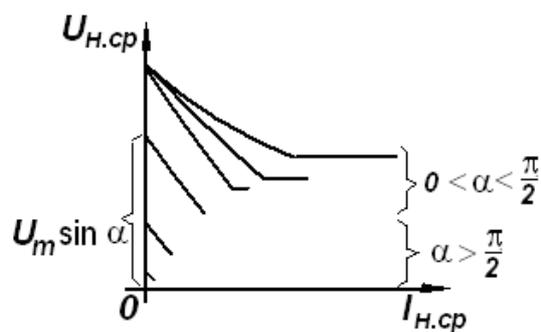


Рис. 4.34

Для $\pi/2 \leq \alpha \leq \pi$ внешняя характеристика монотонно *убывает* от значения напряжения $U_{н.ср} = U_m \sin \alpha$ до $\frac{U_m}{\pi} (\cos \alpha - \cos \beta)$. При этом величина тока $I_{н.ср}$ *растет* до значения $I_{н.ср} = \frac{U_m}{\pi} \frac{(\cos \alpha - \cos \beta)}{\sqrt{R_n^2 + \omega^2 L_n^2}}$. Это объясняется тем, что противоЭДС E , присутствующая в нагрузке, вносит положительный вклад в $U_{н.ср}$ и в то же время направлена встречно току нагрузки.

4.3.3. Улучшение статических характеристик тиристорных блоков

Сначала рассмотрим однофазный ТБ. Наличие индуктивной составляющей в нагрузке уменьшает $U_{н.ср.}$, поэтому для получения заданного напряжения на $(R-L)$ -нагрузке необходимо существенно увеличить величину напряжения питания по сравнению с чисто активной нагрузкой. Даже при сравнительно небольших φ_n это существенно ухудшает эксплуатационные характеристики схемы. Для устранения этого недостатка применяются специальные схемные методы улучшения статических характеристик, к числу которых относятся шунтирование нагрузки встречно включенным так называемым обратным диодом (D_0) или ёмкостью.

Рассмотрим работу однофазной схемы на активно-индуктивную нагрузку (рис. 4.35, а) при её шунтировании обратным диодом.

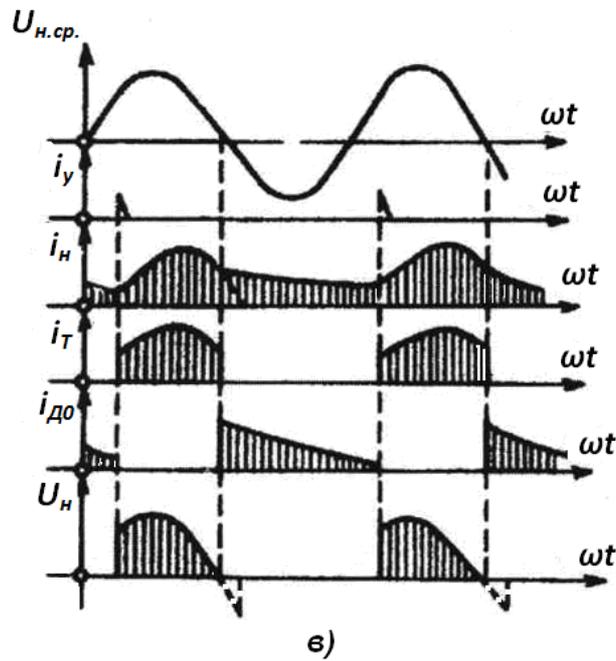
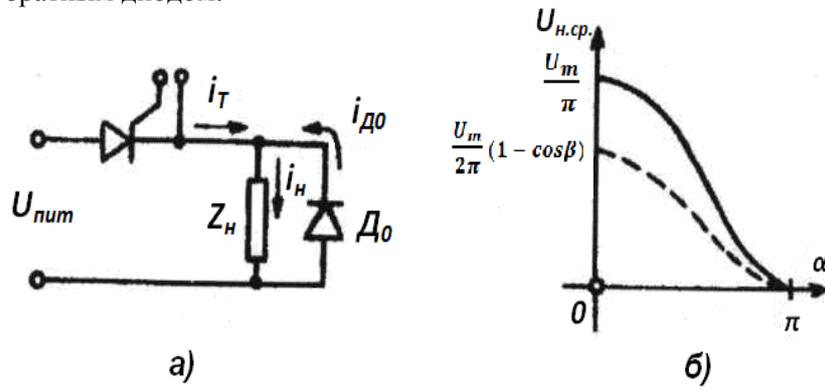


Рис. 4.35

До момента $\omega t = \pi$ все процессы протекают точно так же, как и в случае отсутствия D_0 , так как он включён в непроводящем направлении и не оказывает влияния на работу схемы (считаем D_0 идеальным). После момента $\omega t = \pi$ ток, протекающий через тиристор и нагрузку, не успевает упасть до нуля за счёт энергии, накопленной в индуктивности; тиристор продолжает оставаться открытым и на нагрузку, а следовательно, и на диод D_0 поступает напряжение отрицательной полярности. Но при этой полярности D_0 открывается и через него начинает протекать ток, а напряжение на нагрузке остаётся равным нулю. Это приводит к принудительному запираению тиристора. Начиная с этого момента, нагрузка оказывается зашунтированной нулевым сопротивлением открытого диода до момента прихода следующего управляющего импульса управления. Энергия, накопленная в индуктивности, расходуется в этом случае на поддержание тока, протекающего через нагрузку в контуре Z_n - D_0 . Ток убывает по экспоненте с постоянной времени $T_n = L_n/R_n$, а поскольку установившееся значение достигается в бесконечности, то до момента прихода следующего импульса управления ток не успевает упасть до нуля. В интервале $[\pi; (2\pi + \alpha)]$ тиристор закрыт, поэтому отрицательная полуволна напряжения не поступает на нагрузку, как это было без D_0 (пунктирная линия на рис. 4.35, в), среднее значение напряжения на нагрузке повышается до уровня, соответствующего $\varphi_n = 0$ (сплошная линия на рис. 4.35, б).

Таким образом, обратный диод D_0 :

принудительно запирает тиристор в момент π , независимо от величины α и φ_n ;

делает ток нагрузки непрерывным при любом $\alpha \neq \pi$;

отсекает отрицательную полуволну напряжения от нагрузки, тем самым увеличивая $U_{н.ср.}$ и поднимая регулировочную характеристику до уровня, соответствующего чисто активной нагрузке. Действительно, при $\beta = \pi$:

$$U_{н.ср.} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} U_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{U_m}{2\pi} (1 + \cos \alpha).$$

Поскольку запираение тиристора при $\omega t = \pi$ происходит принудительно и не зависит от φ_n , то внешние характеристики рассматриваемой схемы при любом способе изменения Z_n будут такими же, как в случае чисто активной нагрузки.

Рассмотрим влияние обратного диода D_0 на характеристики схемы (рис. 4.36, а) при её работе на $(R-L-E)$ -нагрузку.

При больших значениях α , близких к $\pi - \alpha_0$, тиристор может запирается до момента π , и поэтому D_0 не откроется (диаграммы I на рис. 4.36, в).

Уменьшим α настолько, чтобы ток в нагрузке затянулся за π и D_0 открылся. Как и в ранее рассматривавшемся режиме при открытии обратного диода в момент π запирается тиристор, и за счёт энергии, запасённой в индуктивности, через нагрузку будет протекать ток, замыкающийся по контуру Z_n-D_0 . Однако теперь установившееся значение тока определяется величиной противоЭДС и активным сопротивлением нагрузки ($I_{уст} = -E/R_n$). Поэтому может оказаться так, что ток в нагрузке достигнет нулевого значения в интервале $[\pi; (2\pi + \alpha)]$. В этот момент времени D_0 закроется, и ток в нагрузке будет оставаться нулевым до момента прихода следующего импульса управления, а напряжение на нагрузке в этом интервале будет равно E (см. диаграммы 2 на рис. 4.36, в).

При дальнейшем уменьшении α может наступить такой режим, что до момента прихода следующего управляющего импульса ток в нагрузке не успеет уменьшиться до нуля (диаграммы 3 на рис. 4.36, в) и будет реализован режим непрерывного тока в нагрузке. Таким образом, в случае $(R-L-E)$ -нагрузки ток может быть и прерывистым, и непрерывным в зависимости от величины α .

Регулировочная характеристика показана на рис. 4.36, б. Пунктиром показана характеристика схемы без D_0 .

Влияние шунтирующей ёмкости. Схемы и временные диаграммы для этого случая показаны на рис. 4.37.

Начнём рассмотрение для случая чисто *активной нагрузки*. При отпирании тиристора в момент α ток разветвляется на две цепи: через ёмкость и сопротивление. При идеальном источнике питания постоянная времени цепи заряда ёмкости равна нулю. Импульс зарядного тока будет иметь крутой передний фронт и большую

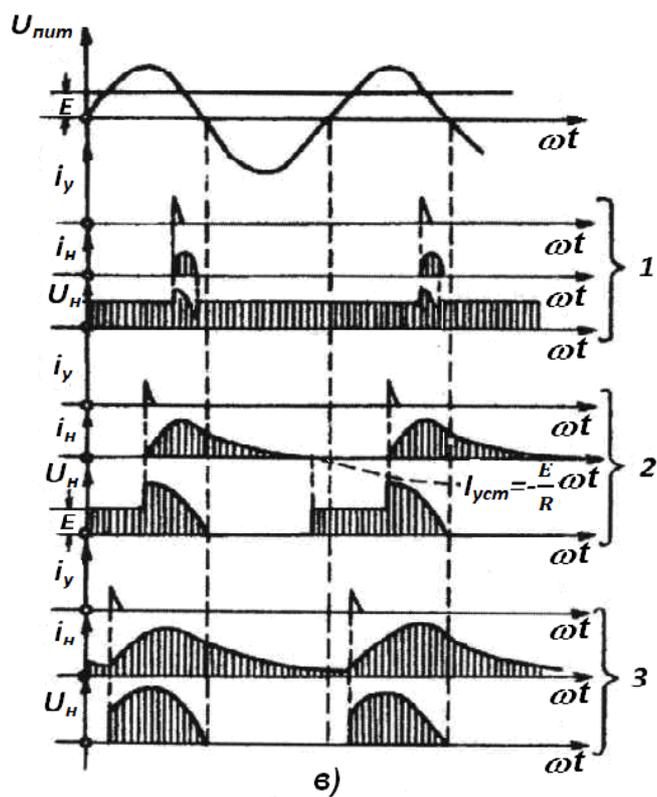
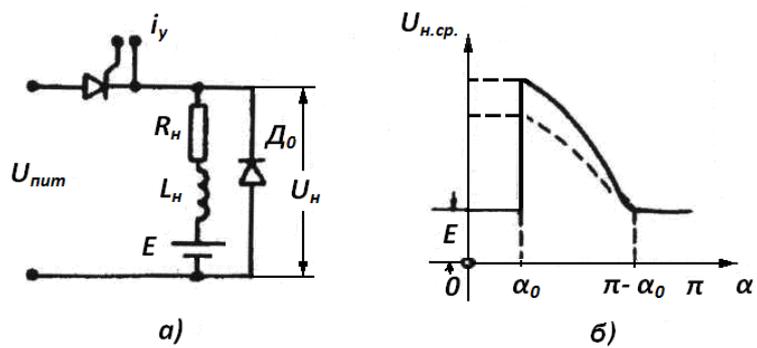


Рис. 4.36

амплитуду (теоретически – это δ - функция, практически – очень короткий импульс, показанный стрелкой на диаграмме i_c на рис. 4.37, а), т. е. можно считать, что ёмкость мгновенно зарядится до значения $U_c = U_m \sin \alpha$ и дальше форма напряжения на ёмкости (так же, как и напряжение на нагрузке) будет повторять форму напряжения питания, а ток будет изменяться по закону $\omega C U_m \cos \omega t$. В некоторый момент времени (β_0 на рис. 4.37, а) мгновенные значения тока через C и через нагрузку сравниваются по абсолютной величине, и, поскольку эти токи находятся в противофазе, суммарный ток через тиристор станет равным нулю, и тиристор закроется. Далее, за счёт энергии, накопленной в ёмкости, ток будет протекать по контуру R_n - C . Напряжение на нагрузке равно напряжению на ёмкости, временная диаграмма U_n для этого диапазона имеет вид экспоненты с постоянной времени разряда $T_c = R_n C$. За счёт разрядных процессов ненулевой ток в нагрузке будет поддерживаться до момента прихода следующего управляющего импульса. Из временных диаграмм видно, что при шунтировании нагрузки ёмкостью так же, как и при наличии обратного диода, на нагрузке отсутствует отрицательная полуволна напряжения, что повышает $U_{н.ср.}$, причём это повышение более значительно, чем при включении D_0 , так как принудительное запираение тиристора происходит не в момент π , а раньше, при $\beta_0 < \pi$.

Если постоянная времени разряда ёмкости $T_c = R_n C \gg T$, то пульсации выходного напряжения будут незначительны и можно считать выходное напряжение постоянным. При выполнении этого условия и при малых значениях α ($0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2}$) напряжение на нагрузке будет равно максимальному напряжению источника питания, и схема потеряет управляемость. Как и при работе на нагрузку, содержащую противоЭДС, здесь рассмотрение ведётся для «длинных» управляющих импульсов ($t_{имп} \approx \frac{T}{2}$).

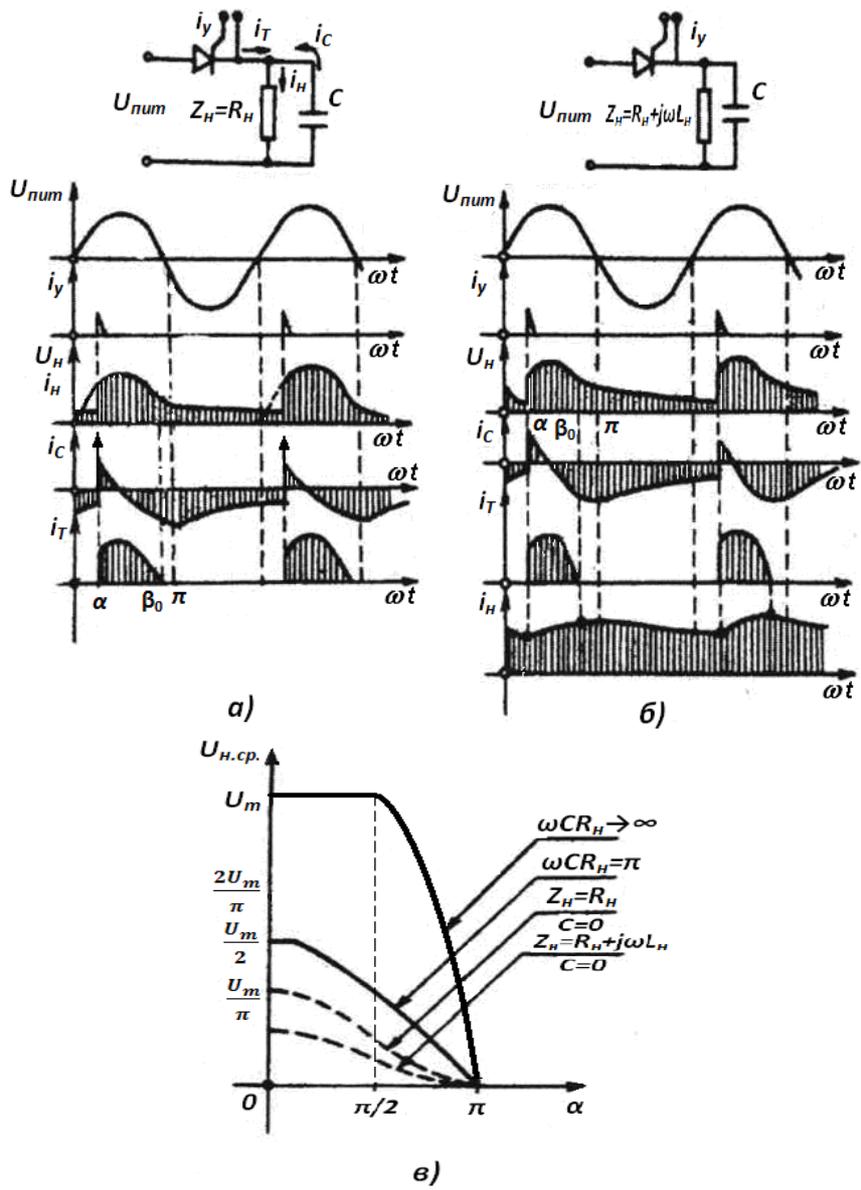


Рис. 4.37

Для случая *активно-индуктивной нагрузки* (диаграммы на рис. 4.37, б) процессы, протекающие в схеме, носят аналогичный характер, но характер тока в нагрузке существенно зависит от соотношения постоянных времени емкостной $T_c = R_n C$ и индуктивной составляющих $T_L = L_n / R_n$ контура. Если величины T_c и T_L значительно отличаются друг от друга, пульсации тока нагрузки будут существенно меньше, чем в случае чисто активной нагрузки. Если же это условие не выполняется, т.е. значения T_c и T_L соизмеримы, то возможно возникновение колебательного режима, что крайне нежелательно.

Регулировочные характеристики одноконтурного ТБ при работе на нагрузку, шунтированную емкостью, показаны на рис. 4.37, в. В качестве параметра на этом рисунке использовано значение постоянной времени разряда емкости. Пунктиром для сравнения показаны характеристики этой схемы при работе на чисто активную и активно-индуктивную нагрузки без емкостного шунтирования.

Сравнение временных диаграмм и регулировочных характеристик двухтактных и одноконтурных ТБ, работающих на нагрузку, содержащую индуктивность, показывает, что в обоих случаях за счет энергии, запасенной в индуктивности, ток в нагрузке не заканчивается в момент π , что приводит к уменьшению среднего напряжения на нагрузке и ухудшению регулировочных характеристик.

Методы улучшения характеристик, сводящиеся к принудительному запирающему тиристора и отсекающему от нагрузки импульсов отрицательного напряжения, рассмотренные для одноконтурных ТБ, применимы и для двухтактных. Шунтирование нагрузки обратным диодом ($\beta = \pi$) или емкостью ($\beta_0 < \pi$) позволяет повысить среднее напряжение на нагрузке и в случае двухтактных схем ТБ.

На рис. 4.38 для сравнения показаны регулировочные характеристики одноконтурных и двухтактных ТБ при их работе на разные виды нагрузки. На этом же рисунке показаны и характеристики, получающиеся при использовании обратного диода и при шунтировании нагрузки емкостью.

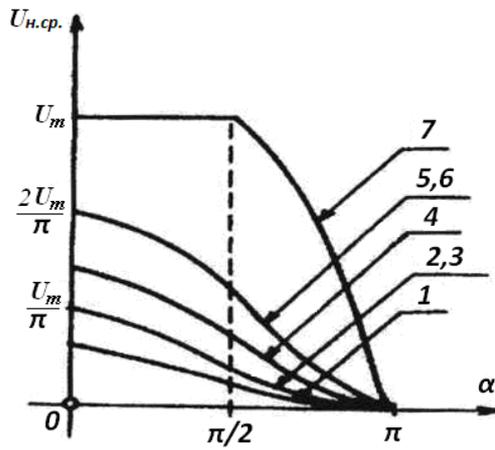


Рис. 4.38

Обозначения на рис. 4.38: 1 – однофазный ТБ, активно-индуктивная нагрузка; 2 – однофазный ТБ, чисто активная нагрузка; 3 – однофазный ТБ, активно-индуктивная нагрузка, зашунтированная обратным диодом; 4 – двухфазный ТБ, активно-индуктивная нагрузка; 5 – двухфазный ТБ, чисто активная нагрузка; 6 – двухфазный ТБ, активно-индуктивная нагрузка, зашунтированная обратным диодом; 7 – однофазный или двухфазный ТБ при любой нагрузке, зашунтированной большой емкостью ($\omega CR_n \rightarrow \infty$).

4.3.4. Реверсивные тиристорные блоки постоянного тока

При построении реверсивных схем могут быть использованы дифференциальные схемы. В схеме на рис. 4.39, а управляющий импульс в момент α , определяемый величиной U_y , должен быть подан на Т1, а в момент $(\pi + \alpha)$ – на Т3. Тогда в оба полупериода питающего напряжения в нагрузке будут существовать импульсы тока, направление которого показано сплошной стрелкой. При смене полярности напряжения на входе БУ в момент α должен быть открыт Т4, а в момент $(\pi + \alpha)$ – Т2, импульсы тока в нагрузке будут иметь направление, показанное пунктирной стрелкой.

Аналогично работает схема на рис. 4.39, б). При $+U_y$ в момент α откроется симмистор С1, а в момент $(\pi + \alpha)$ – С2, направление тока показано сплошной стрелкой. При смене полярности U_y поменяется очередность включения симмисторов: в момент α – С2, а в момент $(\pi + \alpha)$ – С1.

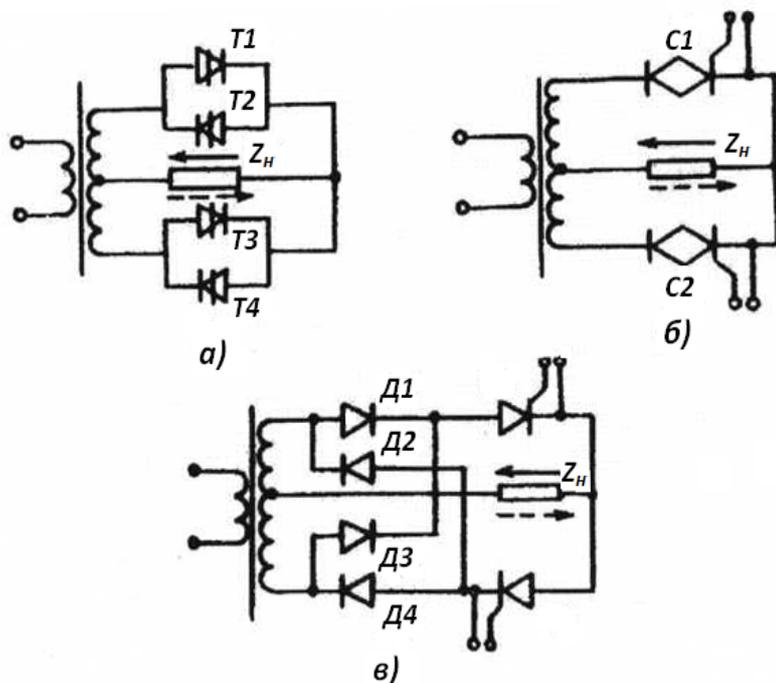


Рис. 4.39

Схема с уменьшенным количеством тиристоров (рис. 4.39, в) по существу может быть отнесена к схемам с раздельным управлением и выпрямлением. Тиристор Т1 открывается при одной полярности U_y в моменты α , $(\pi + \alpha)$ и т. д. При этом Т2 не открывается совсем. При смене полярности U_y Т1 не работает, а Т2 открывается в те же моменты времени, и ток в нагрузке изменяет свое направление.

Из сказанного следует, что реверсивность схемы достигается небольшим усложнением тиристорного блока и бока управления,

который должен вырабатывать разные последовательности управляющих импульсов при изменении знака управляющего напряжения на его входе. Временные диаграммы работы и статические характеристики ТБ будут такими же.

4.4. Схемы управления тиристорными блоками

Свойства и характеристики любого тиристорного усилителя мощности определяются свойствами и характеристиками его обеих частей – ТБ и БУ (см. рис. 4.7). Рассмотрим принципы построения схем БУ и основные требования, предъявляемые к ним. Эти требования различны для БУ тиристорных усилителей и тиристорных ключей (ТК), поэтому мы будем рассматривать отдельно БУ ТУ и БУ ТК.

В зависимости от вида сигнала, поступающего на ТБ, они могут быть двух типов: БУ с постоянно действующим напряжением на выходе и БУ с импульсным выходом. БУ первого типа более просты, но постоянно действующее напряжение, поступающее на управляющий переход тиристор (симмисторов), входящих в ТБ, ухудшает их тепловой режим и несколько снижает мощностные характеристики таких ТБ. Схемы БУ второго типа более сложны, а формируемые ими управляющие импульсы должны удовлетворять ряду требований.

1. Длительность импульса должна быть достаточной для того, чтобы полностью сформировался и развился лавинообразный процесс отпирания тиристора. Этот параметр определяется типом и индивидуальными особенностями используемых приборов. Обычно длительность составляет единицы или десятые доли миллисекунды.

В некоторых случаях (например, при работе на нагрузку, содержащую противоЭДС или при шунтировании нагрузки емкостью) длительность импульса управления определяется не типом прибора, а видом нагрузки. В этих случаях БУ должен обеспечить подачу "длинного" управляющего импульса длительностью до полупериода питающего напряжения, так как применение более коротких импульсов не всегда может обеспечить отпирание

тиристоров в нужный момент, что может нарушить режим работы схемы ТБ.

2. Передний фронт импульса должен быть достаточно крутым для более точной фиксации момента отпирания и, как следствие этого, большей стабильности и однозначности регулировочной характеристики. С другой стороны, наличие межэлектродной емкости управляющего перехода ограничивает крутизну переднего фронта импульса в связи с тем, что при очень крутых фронтах может произойти разрушение перехода за счет высокого значения зарядного тока этой емкости в первый момент подачи импульса управления. Длительность переднего фронта, как правило, оговаривается в паспортных данных прибора.

3. Амплитуда управляющего импульса должна быть достаточной для отпирания тиристора. Как следует из анализа семейства вольт-амперных характеристик приборов (п. 4.1), амплитуда управляющего импульса зависит от напряжения, приложенного к главным электродам. При питании от источников синусоидального напряжения, в моменты, близкие к точкам перехода напряжения питания через нуль, амплитуда управляющих импульсов необходимая для отпирания тиристора максимальна и должна выбираться из этих условий.

4. Из рассмотренных ранее временных диаграмм работы различных ТБ вытекает, что импульсы управления должны быть синхронизированы с напряжением питания переменного тока.

4.4.1. Блоки управления тиристорными ключами

Отличительными особенностями БУ ТК являются: отсутствие необходимости регулирования момента прихода управляющего импульса (выполнение условия $\alpha = \text{const}$) и получение максимально возможной мощности на нагрузке при замкнутом положении ТК, что может быть обеспечено, если каждый прибор, входящий в ТБ, будет открываться как можно ближе к началу своего рабочего полупериода питающего напряжения, т.е. при α возможно более близких к пл.

Использование дополнительного источника постоянного напряжения. В цепь управляющего электрода прибора вводится источник постоянного напряжения (рис. 4.40), величина которого выбирается таким образом, чтобы симмистор отпирался при α , близких к нулю. При замыкании ключа К симмистор открывается и остается открытым пока замкнут ключ К. При размыкании ключа К симмистор закроется, при уменьшении тока через него до тока удержания. Итак, можно утверждать, что тиристорный ключ работает в режиме повторителя по отношению к ключу К.

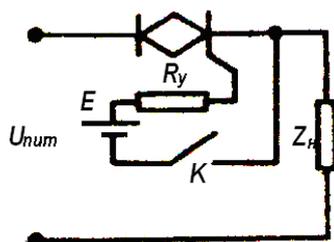


Рис. 4.40

В качестве ключа К может быть использован контакт электромагнитного реле, полупроводниковый триод, маломощный тиристор и т.д., в общем, любой ключевой элемент, способный коммутировать мощности, значительно меньшие, чем ТК. Сопротивление R_y , включенное в управляющую цепь, служит для ограничения тока через управляющий переход. Недостатком схемы при ее простоте и компактности является постоянное потребление энергии от дополнительного источника, что ухудшает тепловой режим работы прибора.

Использование источника питания силовой цепи (рис. 4.41). Основным достоинством этой схемы является простота, но имеется и ряд недостатков: невозможность обеспечения α , близкого к нулю (при $\alpha = 0$ питающее, а следовательно, и управляющее напряжение равно нулю); очень пологий передний фронт управляющего импульса (напряжение управления синусоидально); большие токи, протекающие через управляющий переход, причем увеличение

токоограничивающего сопротивления R еще более увеличивает α . Обычно отпирание приборов при использовании таких схем БУ происходит при α порядка 10 - 15°.

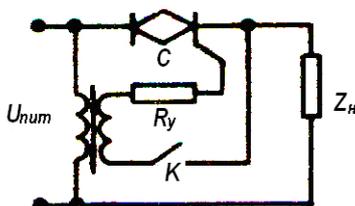


Рис. 4.41

Использование источника напряжения повышенной частоты. Задачу улучшения переднего фронта импульса можно решить, используя генератор повышенной (по отношению к питающей) частоты (рис. 4.42). Такая схема позволяет получить любой требуемый передний фронт. Повышение частоты генератора ограничено временем отпирания тиристора, т.е. необходимой длительностью управляющего импульса. Принцип использования генератора повышенной, по сравнению с питающей, частоты может использоваться в двух модификациях: а) генератор работает непрерывно и подключается к управляющей цепи при замыкании ключа K ; б) генератор начинает работу при приходе управляющего напряжения. Во втором случае нет необходимости в использовании ключевой схемы K , но на время срабатывания тиристорного ключа будут оказывать влияние переходные процессы при включении генератора.

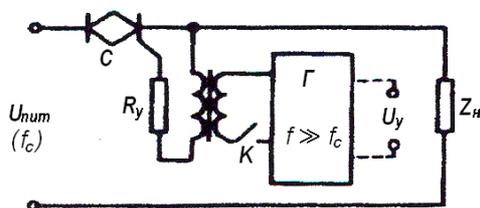


Рис. 4.42

Существуют и другие принципы построения БУ ТК (использование релаксационных генераторов, спусковых и импульсных схем на полупроводниках, схем с самоблокировкой, с питанием от трехфазной сети и т.д.), которые в настоящем пособии не рассматриваются.

4.4.2. Блоки управления тиристорных усилителей

В БУ ТУ обычно используются импульсные схемы. Основной отличительной чертой БУ ТУ является необходимость плавной регулировки момента появления управляющего импульса α в диапазоне от 0 до π и стабильность зависимости $\alpha = f(U_y)$. Эта зависимость может быть линейной вида $\alpha = kU_y$ или нелинейной, такой, чтобы линейной была характеристика ТУ в целом – зависимость $U_{\text{н.ср}} = f(U_y)$.

Рассмотрим регулировочные характеристики ТУ $U_{\text{н.ср}} = f(U_y)$ для двухтактной схемы с активной нагрузкой при различных законах $\alpha = f(U_y)$.

1. Пусть блок управления вырабатывает управляющие импульсы по закону $\alpha = kU_y$. Тогда регулировочная характеристика ТУ в целом будет такой:

$$U_{\text{н.ср}} = \frac{U_m}{\pi} (1 + \cos \alpha) = \frac{U_m}{\pi} (1 + \cos kU_y).$$

Для реверсивного ТУ она показана на рис. 4.43.

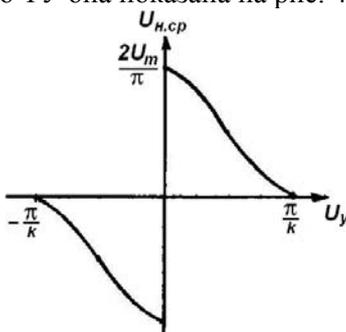


Рис. 4.43

2. При $\alpha = \pi - kU_y$ регулировочная характеристика ТУ будет иметь вид, показанный на рис. 4.44, а. Из рисунка видно, что такая характеристика является более приемлемой для использования в САУ.

3. Для получения линейной характеристики необходимо иметь $\alpha = \arccos(kU_y - 1)$. Тогда характеристика ТУ будет иметь вид, показанный на рис. 4.44, б:

$$U_{н.ср} = \frac{U_m}{\pi} U_y.$$

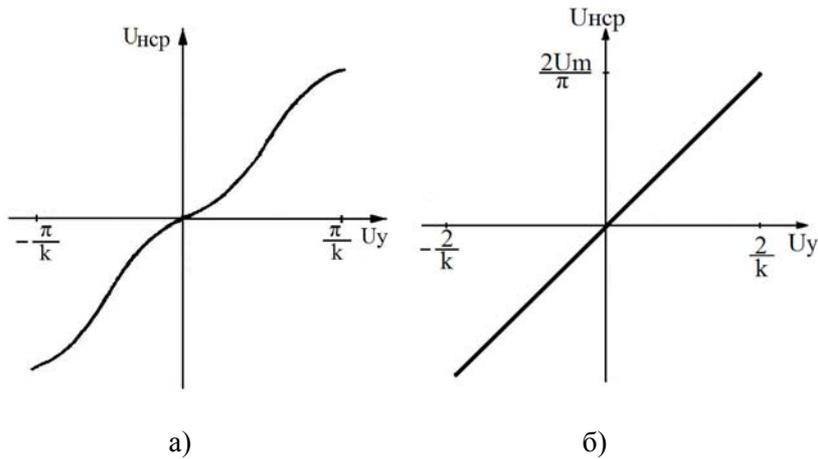


Рис. 4.44

Использование источника питания силовой цепи.
 Формирование импульсов управления за счет напряжения питания схемы показано на рис. 4.45. Изменяя величину сопротивления R_y , можно регулировать амплитуду управляющего импульса, а следовательно, и момент отпирания тиристора. В качестве R_y используется сопротивление полупроводникового триода, величина которого зависит от управляющего сигнала. Такая схема обеспечивает регулирование α в диапазоне от 0 до $\pi/2$.

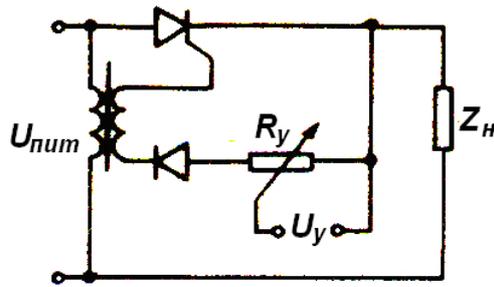


Рис. 4.45

Использование фазовращательных схем. Принцип действия фазовращателя (рис. 4.46, а) поясняется векторной диаграммой (рис. 4.46, б). В отличие от предыдущего случая амплитуда выходного напряжения фазовращателя (напряжения, подаваемого на управляющий электрод тиристора) остается постоянной, а изменяется его фаза по отношению к питающему напряжению в зависимости от соотношения между активным R и реактивным сопротивлениями X . Если управляющее напряжение изменяет одно из этих сопротивлений, то за счет изменения их соотношения изменяется и момент отпирания тиристора.

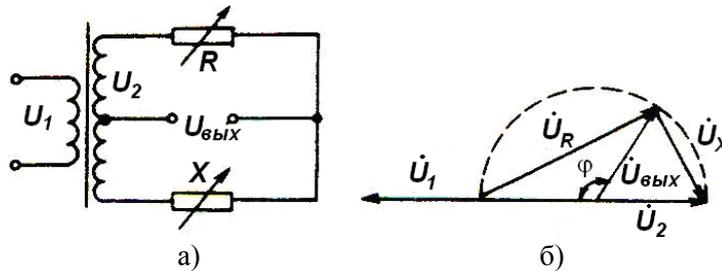


Рис. 4.46

В качестве сопротивлений, регулируемых при изменении U_y , могут быть использованы; активное сопротивление полупроводникового триода – R ; индуктивное сопротивление обмоток переменного тока магнитного усилителя $X = X_L$; емкостное

сопротивление $p-n$ перехода в транзисторе (варикап) или емкостное сопротивление специального конденсатора (вариконд) $X = X_C$.

Схема ТУ с фазовращателем приведена на рис. 4.47.

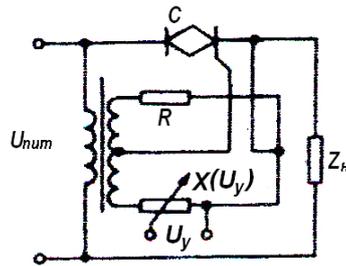


Рис. 4.47

Электронные схемы формирования управляющих импульсов позволяют реализовать законы управления практически любой сложности. Реализация конкретной схемы зависит от требуемых функций и фантазии разработчика. Для примера рассмотрим одну из них, блок-схема которой представлена на рис. 4.48, а временные диаграммы работы на рис. 4.49.

Блок управления предназначен для работы с двухтактным реверсивным тиристорным блоком. Он вырабатывает управляющие импульсы в соответствии с зависимостью $\alpha = \arccos(kU_y - 1)$, так

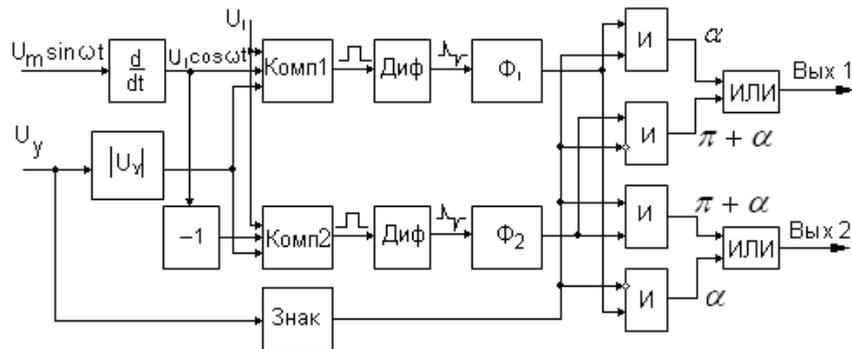


Рис. 4.48

что регулировочная характеристика всего тиристорного усилителя (БУ + ТБ) является линейной: $U_{н.ср} = kU_y$, где $k = \frac{2U_m}{\pi U_{y\max}}$ – общий коэффициент передачи ТУ.

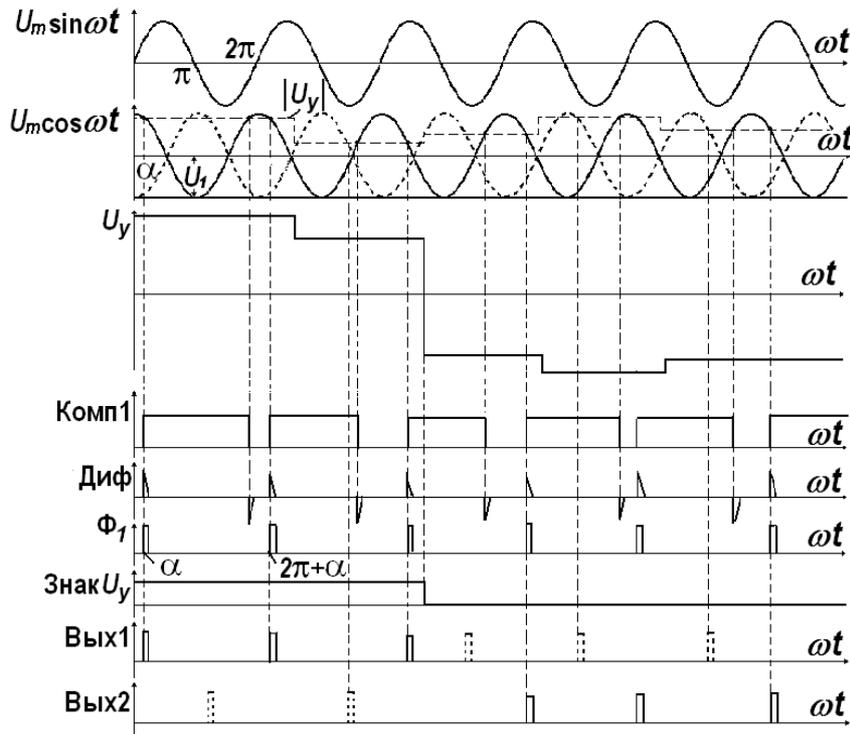


Рис. 4.49

Будем считать, что ТУ питается от сети переменного тока $U_{пит} = U_m \sin \omega t$. Это питание дифференцируется и напряжение $U_1 \cos \omega t$ подается на компаратор Комп1. Кроме него на компаратор подаются постоянное напряжение U_1 , которое может меняться в диапазоне $\pm 2U_1$. Если $U_y - U_1 - U_1 \cos \omega t > 0$, на выходе компаратора будет высокий потенциал, если – меньше 0, то на выходе Комп1

будет 0 (рис. 4.49). Передний фронт выходных импульсов Комп1 соответствует значению $\alpha = \arccos\left(\frac{U_y}{U_1} - 1\right)$.

Эти импульсы дифференцируются и с помощью Φ_1 формируются короткие импульсы, поступающие на логическую схему, которая определяет на какой симмистор их направить. Если $U_y > 0$, то схема определения знака “Знак” вырабатывает высокий уровень сигнала, соответствующий логической “1”. В этом случае импульс появится на Вых.1 в момент $\omega t = \alpha$. Второй импульс, соответствующий моменту $\omega t = \pi + \alpha$ вырабатывается во втором канале Комп2, Φ_2 и т.д. На Комп2 подается напряжение $-U_1 \cos \omega t$ (показано на диаграмме пунктиром).

Второй сигнал работает аналогично первому только с той разницей, что управляющие импульсы будут появляться в момент $\omega t = \pi + \alpha$. Они показаны пунктиром. Таким образом, при положительной U_y управляющий импульс подается на тот симмистор, на который подается положительная полуволна питания.

В том случае, если $U_y < 0$, то схема формирования управляющих импульсов работает так же, так как на компараторы подается $|U_y|$ и они не почувствуют изменение знака. Схема определения знака “Знак” на отрицательный управляющий сигнал выдает низкий уровень сигнала, соответствующий логическому “0”. В этом случае логическая схема направит импульс α на выход 2, а импульс $(\pi + \alpha)$ – на выход 1, т.е. на симмисторы, на которых будет отрицательная полуволна питающего напряжения. Напряжение на выходе ТУ также будет отрицательным. Таким образом, схема определения момента появления управляющего импульса работает одинаково при положительной и отрицательной полярности управляющего напряжения U_y , а логическая схема при изменении знака U_y меняет управляющие импульсы местами.

Описанная схема с минимальными изменениями может быть использована в однофазном реверсивном ТУ. Для этого нужно лишь при $U_y > 0$ импульсы управления подавать на один симмистор (Вых1, например), а при $U_y < 0$ – на другой (Вых2, например).

5. ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ДВИГАТЕЛИ

5.1. Классификация электрических двигателей

Электрические двигатели по своему функциональному назначению можно разделить на две группы.

1. Исполнительные двигатели, которые используются для выполнения функциональных преобразований. Подводимый к ним электрический сигнал преобразуется в угловую скорость или перемещение вала.

2. Вспомогательные двигатели, в которых скорость вращения вала остается постоянной. Такие двигатели используются как источники механической энергии в различных механизмах (транспортёры, лифты и т.п.).

Требования, предъявляемые к этим двум группам двигателей, могут существенно отличаться. Ряд требований может быть общим. С точки зрения использования в системах автоматического регулирования (САР) нас будут интересовать исполнительные двигатели. Основными требованиями, предъявляемыми к исполнительным двигателям, являются следующие: хорошая управляемость во всем диапазоне рабочих скоростей вращения (от 0 до номинальной угловой скорости), причем желательно иметь линейные регулировочные характеристики (зависимость угловой скорости от сигнала управления); стабильность механических характеристик и устойчивость работы в требуемом диапазоне моментов нагрузки на валу двигателя; отсутствие самохода (наличие момента вращения двигателя при сигнале управления равном нулю); высокое быстродействие; стабильный коэффициент преобразования.

Такие требования, как высокий коэффициент полезного действия, технологичность конструкции, долговечность, надежность, малые габариты и вес являются общими для обеих групп двигателей.

По конструкции и принципу действия электрические исполнительные двигатели (ИД) подразделяются на коллекторные и бесколлекторные.

Коллекторные ИД по подводимому к ним электрическому (управляющему) сигналу можно разделить на двигатели постоянного тока и универсальные двигатели.

По конструктивным особенностям коллекторные двигатели подразделяются на двигатели: с барабанным якорем; с полым немагнитным якорем; с дисковым якорем.

Бесколлекторные двигатели являются в основном двигателями переменного тока, однако это деление весьма условно. Так, среди двигателей постоянного тока можно выделить бесколлекторные двигатели, в которых коллектор заменен электронным коммутатором. А среди двигателей переменного тока можно отметить синхронные двигатели с активным ротором, у которых напряжение возбуждения на ротор подается через коллекторные кольца.

Асинхронные двигатели (АСД) являются двигателями переменного тока и различаются в основном конструкцией ротора. По этому признаку их можно подразделить на следующие группы:

- АСД с короткозамкнутым ротором типа «беличья клетка»;
- АСД с полным немагнитным ротором;
- АСД с полным магнитным ротором.

Синхронные двигатели (СД) также являются двигателями переменного тока и по принципу действия подразделяются на двигатели с активным ротором, реактивные и гистерезисные.

К синхронным двигателям следует отнести шаговые двигатели (ШД), которые являются преобразователями дискретного действия. Перемещение вала ШД на определенный шаг соответствует приходу единицы управляющего сигнала (одному импульсу).

На рис.5.1 приведена схема классификации электрических двигателей в соответствии с вышесказанным.

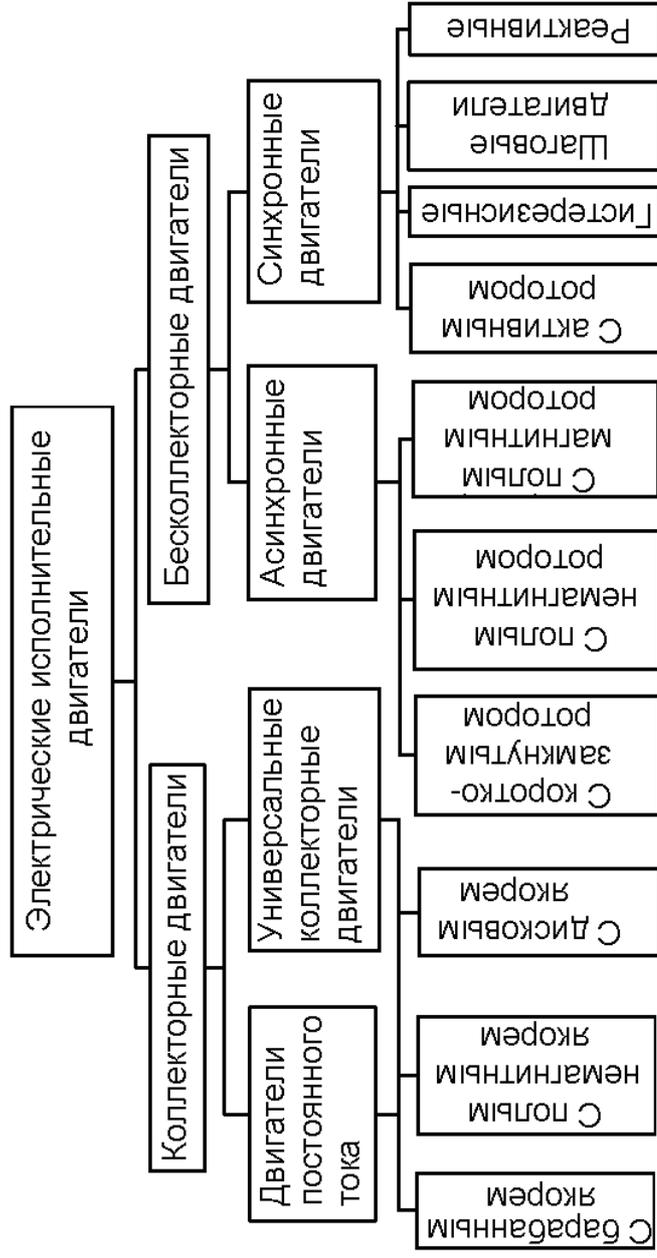


Рис. 5.1

5.2. Исполнительные двигатели постоянного тока (ИДПТ)

5.2.1. Конструкция и принцип действия

ИДПТ могут быть с независимым электромагнитным возбуждением (имеется обмотка возбуждения для создания магнитного поля) или с возбуждением от постоянных магнитов. Якорь двигателя выполняется различным образом. ИДПТ с барабанным якорем представляет собой классическую машину постоянного тока [1, 2]. Такая машина является обратимым преобразователем, т. е. может работать и как генератор, и как двигатель.

Рис. 5.2 поясняет работу простейшей коллекторной машины. На обмотку возбуждения I подается постоянное напряжение U_B . Ток, протекающий по обмотке, создает магнитное поле между полюсами 2. Магнитное поле замыкается по станине 3, как показано на рисунке. Предположим, что якорь машины состоит из сердечника 7 и одной рамки 4, концы которой выведены на коллектор 5, представляющий собой два медных полукольца, закрепленных на якоре. К коллектору прикасаются неподвижные угольные щетки 6, которые обеспечивают подачу на рамку постоянного напряжения U_Y . Ток, протекающий по рамке якоря, взаимодействует с магнитным полем, создавая вращающий момент, как это показано на рис. 5.2, б. Вращающий момент зависит от положения рамки. В вертикальном положении рамки (плоскость рамки совпадает с направлением силовых линий магнитного поля) он максимален, в горизонтальном – равен нулю. Рамка, вращаясь, переходит из положения I в положение III, когда щетки переходят на противоположные полукольца коллектора, изменяя тем самым полярность приложенного к рамке напряжения U_Y (см. рис. 5.2). При этом изменяется направление сил, приложенных к каждому горизонтальному проводнику рамки, что позволяет сохранить направление момента (на рисунке – по часовой стрелке).

Двигатель с одной рамкой (катушкой) принципиально работоспособен, но его вращающий момент изменяется при вращении якоря от 0 до некоторого максимального значения. Поэтому в реальном якоре имеется несколько секций, соединенных

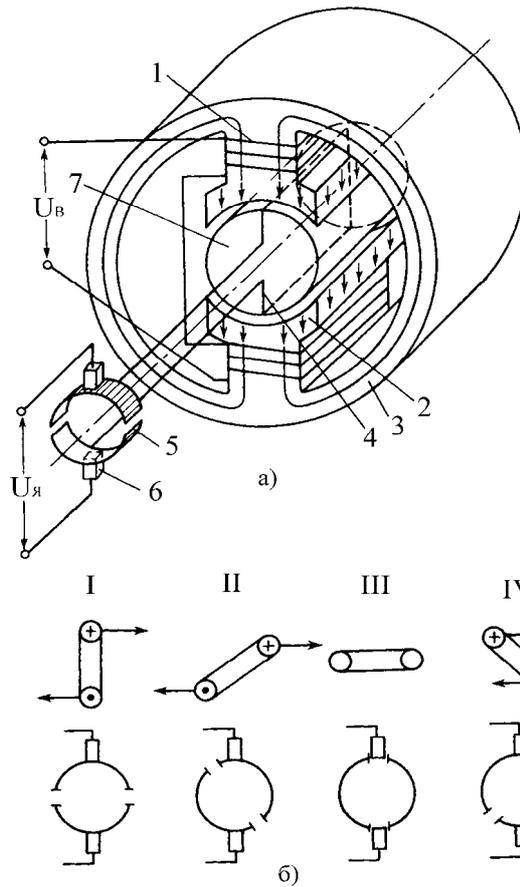


Рис. 5.2

таким образом, чтобы вращающий момент создавался одновременно всеми секциями. Конструкция якоря с секционной обмоткой была описана в главе 2 при рассмотрении ГНВ. Конструкция якоря двигателя постоянного тока принципиально ничем не отличается от якоря ГНВ.

5.2.2. Структурная схема

Структурная схема двигателя представлена на рис. 5.3. Она отражает математические соотношения физических законов, описывающих работу двигателя. На схеме приняты следующие обозначения:

U_B – напряжение на обмотке возбуждения (ОВ);

R_B – сопротивление ОВ;

L_B – индуктивность ОВ;

I_B – ток в ОВ;

w_B – число витков ОВ;

F_B – намагничивающая сила ОВ;

G – магнитная проводимость;

Φ_B – магнитный поток ОВ;

c_M, c_E – коэффициенты пропорциональности, зависящие от конструктивных параметров двигателя;

M_D – вращающий момент, развиваемый двигателем;

M_H – момент нагрузки;

J – момент инерции якоря;

$\ddot{\varphi}$ – угловое ускорение якоря;

ω – угловая скорость вращения якоря;

φ – угловое перемещение якоря;

U_A – напряжение на якоре;

R_A – сопротивление обмотки якоря;

L_A – индуктивность якоря;

I_A – ток якоря;

E – ЭДС якоря;

s – комплексная переменная в преобразовании Лапласа.

При подаче напряжения U_B на обмотку возбуждения по ней протекает ток $I_B = \frac{U_B}{R_B + sL_B}$. Очевидно, что данное соотношение

определяет не сам ток в обмотке, а его изображение по Лапласу, так как в индуктивно-резистивной цепи ток и напряжение связаны дифференциальным уравнением. Это же замечание относится к соотношению между током якоря I_A и напряжением на якоре U_A .

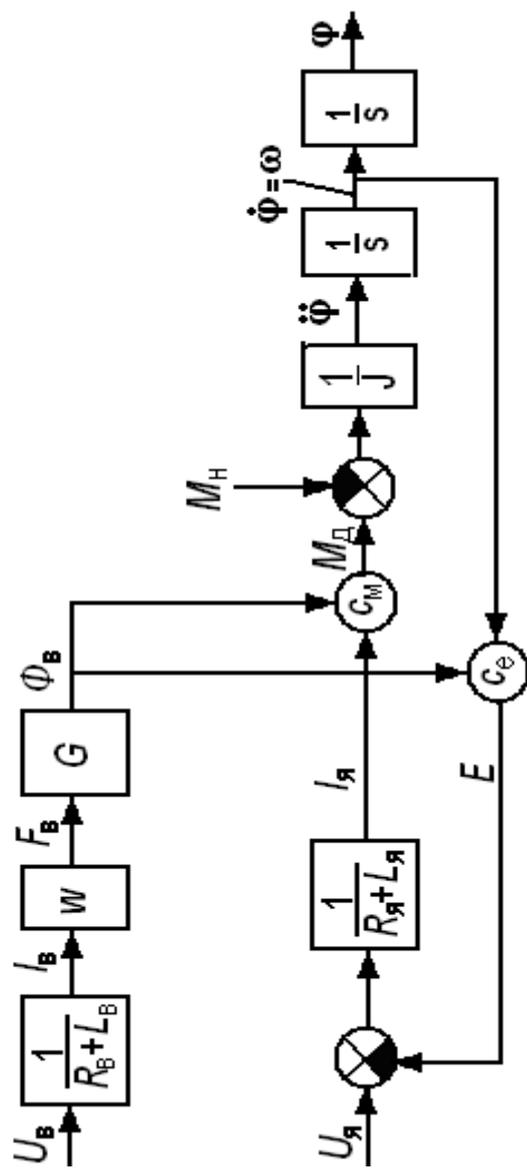


Рис. 5.3

Блоки с коэффициентом $\frac{1}{s}$ означают условную операцию интегрирования, которая используется для того, чтобы получить все три параметра движения вала двигателя: ускорение $\ddot{\Phi}$, скорость $\dot{\Phi} = \omega$ и угол поворота Φ . Таким образом, приведенная структурная схема в динамическом режиме определяет связи не между физическими величинами (функциями), а между их изображениями. В статическом режиме структурная схема определяет связи между самими физическими величинами, нужно только принять $s = 0$.

Ток якоря $I_{\text{я}}$ взаимодействует с магнитным потоком возбуждения $\Phi_{\text{в}}$. В результате на якорь действует вращающий момент $M_{\text{д}} = c_{\text{м}} \Phi_{\text{в}} I_{\text{я}}$. При наличии момента нагрузки $M_{\text{н}}$ якорь будет испытывать ускорение $\varphi = \frac{M_{\text{д}} - M_{\text{н}}}{J}$. При вращении якоря

в магнитном поле в обмотках якоря возникает электродвижущая сила $E = c_{\text{е}} \Phi_{\text{в}} \omega$. Она направлена навстречу $U_{\text{я}}$, поэтому ток в якоря будет определяться разностью напряжений $U_{\text{я}} - E$. При увеличении скорости вращения ω возрастает ЭДС якоря, падает $I_{\text{я}}$ и, следовательно, $M_{\text{д}}$. Возрастание ω будет продолжаться до тех пор, пока разность $(M_{\text{д}} - M_{\text{н}})$ не станет равной нулю. Тогда $\varphi = 0$ и установится стабильная скорость вращения ω , т.е. наступит статический режим.

5.2.3. Способы управления ИДПТ

В соответствии с общей теорией преобразователей, если выходной величиной ИДПТ является скорость вращения ω , то нагрузочным параметром будет момент нагрузки $M_{\text{н}}$. В качестве входной (управляющей) величины могут выступать напряжение якоря $U_{\text{я}}$, сопротивление в цепи якоря $R_{\text{я}}$, напряжение возбуждения $U_{\text{в}}$ и сопротивление в цепи возбуждения $R_{\text{в}}$. Объединим их под общим обозначением $A_{\text{у}}$. Тогда основными статическими характеристиками двигателя будут следующие:

- регулирующая характеристика – $\omega = f(A_{\text{у}})$ при $M_{\text{н}} = \text{const}$;
- токовая характеристика – $I_{\text{я}} = f(A_{\text{у}})$ при $M_{\text{н}} = \text{const}$;

внешняя (механическая) характеристика – $\omega = f(M_H)$ при $A_U = \text{const}$.

В зависимости от того, какая величина выбрана в качестве управляющей, различают четыре метода управления скоростью ИДТП: $A_U = U_{\text{я}}$ – якорный метод управления; $A_U = R_{\text{я}}$ – реостатно-якорный метод управления; $A_U = U_{\text{в}}$ – полюсный метод управления; $A_U = R_{\text{в}}$ – реостатно-полюсный метод управления.

Якорный метод управления. Схема якорного метода управления приведена на рис. 5.4. На обмотку возбуждения подается постоянное напряжение $U_{\text{в}}$. На якорь подается изменяющееся напряжение $U_{\text{я}}$ с выхода усилителя мощности УМ, который должен удовлетворять ряду очевидных требований: выходная мощность УМ должна быть больше номинальной мощности двигателя; выходное сопротивление УМ должно быть много меньше сопротивления якоря $R_{\text{я}}$ (иначе не получим чисто якорного метода управления); инерционность УМ должна быть достаточно малой, чтобы не ухудшать динамические характеристики двигателя; и, наконец, при больших мощностях двигателя желательно, чтобы УМ был обратимым преобразователем. Механическая энергия двигателя при этом будет возвращаться в сеть при тормозных режимах.

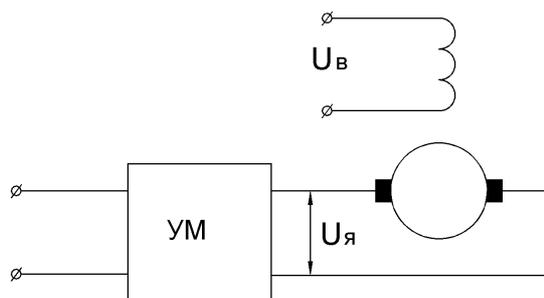


Рис. 5.4

Выведем основное уравнение ИДТП, связывающее входную величину $U_{\text{я}}$, скорость вращения ω (выходную величину) и момент

нагрузки M_H (нагрузочный параметр). Учтем, что в статическом режиме $M_d = M_H = M$.

Ток якоря по закону Ома определяется выражением:

$$I_{\text{я}} = \frac{U_{\text{я}} - E}{R_{\text{я}}}. \quad (5.1)$$

ЭДС якоря E , направленная навстречу $U_{\text{я}}$, определяется выражением

$$E = c_M \Phi_B \omega. \quad (5.2)$$

Момент двигателя в статическом режиме определяется выражением $M = c_E \Phi_B I_{\text{я}}$, откуда ток якоря в статическом режиме равен:

$$I_{\text{я}} = \frac{M}{c_M \Phi_B}. \quad (5.3)$$

Подставляя (5.2) и (5.3) в выражение (5.1), получим:

$$\frac{M}{c_M \Phi_B} = \frac{U_{\text{я}} - c_E \Phi_B \omega}{R_{\text{я}}}. \quad (5.4)$$

Можно показать, что коэффициенты c_E и c_M численно равны, т. е. $c_E = c_M = c$. Учитывая это, разрешим уравнение (5.4) относительно ω :

$$\omega = \frac{1}{c \Phi_B} U_{\text{я}} - \frac{R_{\text{я}}}{c^2 \Phi_B^2} M. \quad (5.5)$$

Введем следующие обозначения:

$$k_D = \frac{1}{c \Phi_B}, \quad (5.6)$$

где k_D – коэффициент передачи двигателя,
 γ – жесткость механической характеристики.

$$\gamma = -\frac{c^2 \Phi_B^2}{R_{\text{я}}}. \quad (5.7)$$

Тогда выражение (5.5) можно переписать в следующем виде:

$$\omega = k_d U_{я} - R_{я} k_d^2 M \quad (5.8)$$

или

$$\omega = k_d U_{я} + \frac{1}{\gamma} M. \quad (5.9)$$

Уравнения (5.5), (5.8) и (5.9) определяют все статические характеристики двигателя. На рис.5.5 приведено семейство регулировочных характеристик ИДПТ $\omega = f(U_{я})$ при $M = \text{const}$ для различных значений момента нагрузки на валу двигателя. При $M = 0$ характеристика проходит через начало координат, однако это идеализированный случай, так как всегда существует момент нагрузки из-за трения в подшипниках. Его можно получить, приложив к валу отрицательный момент, равный по величине моменту трения. Отрицательный момент нагрузки действует в направлении вращения вала двигателя и может создаваться только активной нагрузкой: висящий груз, другой двигатель и т. п. При изменении полярности управляющего напряжения он изменяет

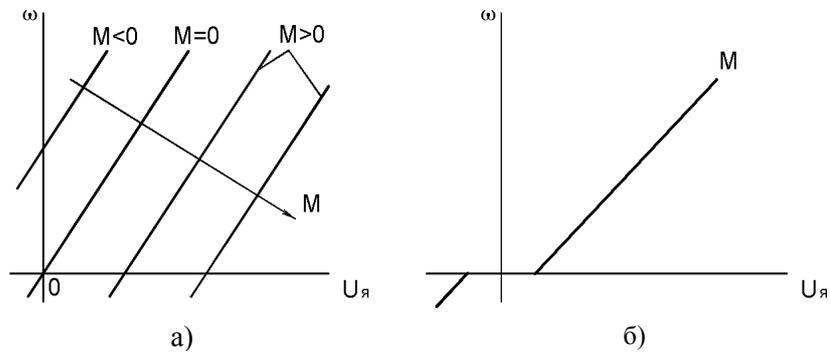


Рис. 5.5

знак. В отличие от активной нагрузки пассивная нагрузка при изменении направления вращения знака момента не изменяет. Момент может быть только тормозящим (рис. 5.5, б).

Коэффициент передачи двигателя k_d определяется как тангенс угла наклона характеристики к оси абсцисс. При изменении момента характеристика смещается параллельно самой себе.

Значение $U_{я}$, при котором $\omega = 0$, называется напряжением трогания $U_{тр}$. Для реального двигателя из-за трения в подшипниках и щетках всегда $U_{тр} > 0$. Напряжение $U_{тр}$ легко получить из уравнения (5.8), положив $\omega = 0$: $U_{тр} = R_{я} k_{д} M$.

На рис. 5.6 приведено семейство механических характеристик $\omega = f(M)$ при $U_{я} = \text{const}$ для различных значений $U_{я}$. Жесткость механической характеристики γ определяет ее наклон и численно равна котангенсу угла наклона α характеристики относительно горизонтали: $\gamma = \frac{dM}{d\omega}$.

Для горизонтальной механической характеристики $\gamma = \infty$. Она может быть только у идеального двигателя при $R_{я} = 0$ (см. выражение (5.7)).

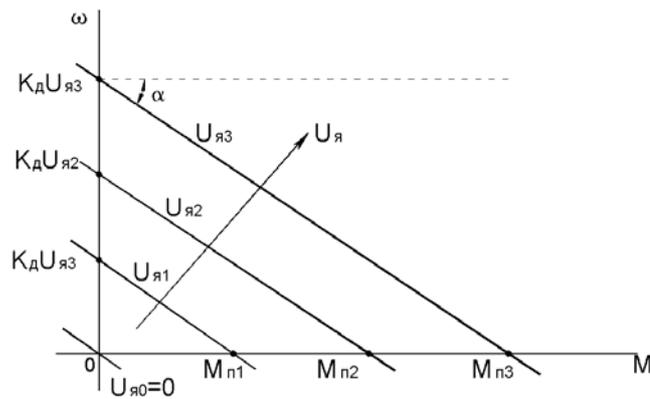


Рис. 5.6

При отсутствии нагрузки на валу ($M = 0$) двигатель находится в режиме холостого хода. Значение скорости холостого хода $\omega_{хх}$ получим из выражения (5.8), положив $M = 0$: $\omega_{хх} = k_{д} U_{я}$.

При увеличении момента нагрузки скорость двигателя падает и при некотором значении $M_{п}$ становится равной 0. Это режим короткого замыкания. При этом момент $M_{п}$ называется пусковым.

Выражение для пускового момента M_{Π} легко найти из уравнения (5.8), положив $\omega = 0$:

$$M_{\Pi} = \frac{U_{\text{я}}}{k_{\text{д}} R_{\text{я}}}.$$

На рис. 5.7 изображены токовые характеристики ИДПТ: $I_{\text{я}} = f(U_{\text{я}})$ для различных значений момента нагрузки. Рис. 5.7, а соответствует пассивной нагрузке на валу двигателя, а рис. 5.7, б – активной нагрузке. На рис. 5.7, а наклонный участок соответствует значениям $U_{\text{я}} < U_{\text{тр}}$ для данного момента. Скорость двигателя при этом равна нулю, и ток якоря определяется законом Ома:

$$I_{\text{я}} = \frac{U_{\text{я}}}{R_{\text{я}}}. \quad (5.10)$$

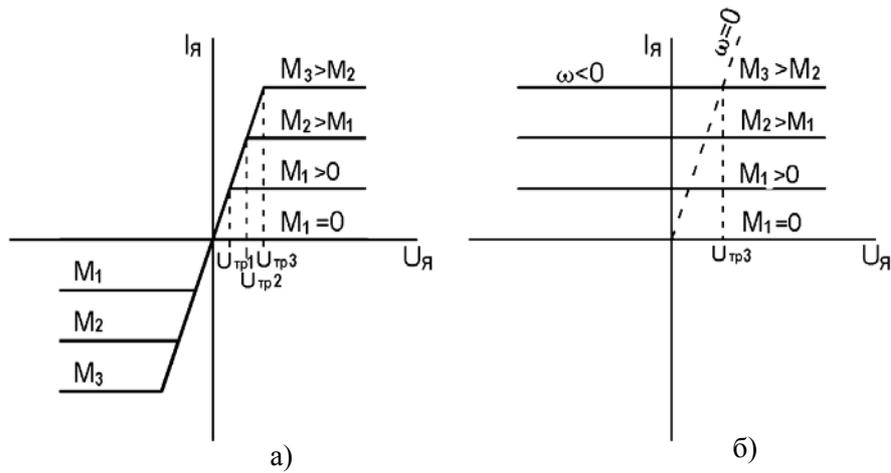


Рис. 5.7

При достижении $U_{\text{я}}$ напряжения трогания $U_{\text{тр}}$ якорь начинает вращаться и в нем индуцируется ЭДС, пропорциональная скорости вращения. В статическом режиме при установившейся скорости ω ток якоря определяется выражением (5.3), т. е. остается постоянным, пропорциональным значению M .

При отрицательных значениях $U_{\text{я}}$ момент двигателя и момент пассивной нагрузки (трение) меняют знак, и характеристика в III квадранте будет симметрична рассмотренной выше.

Для активной нагрузки (висящий груз) токовые характеристики выглядят иначе (рис. 5.7, б). При значениях $U_{\text{я}} < U_{\text{тр}}$ вращающий момент двигателя $M_{\text{д}}$ меньше момента нагрузки $M_{\text{н}}$, и якорь будет вращаться за счет отрицательной разности $M_{\text{д}} - M_{\text{н}}$ в отрицательном направлении (т.е. направлении, противоположном вращающему моменту). Ток якоря будет определяться выражением (5.3). Скорость $\omega = 0$ может быть только при $U_{\text{я}} = U_{\text{тр}}$. Пунктирная линия на рис. 5.7, б разделяет семейство характеристик на две части. В левой части $\omega < 0$, в правой – $\omega > 0$. Точки на пунктирной линии соответствуют $\omega = 0$.

Реостатно-якорный метод управления. В этом методе изменение скорости двигателя достигается за счет изменения дополнительного сопротивления, включенного последовательно с якорем (рис. 5.8). Следует отметить, что увеличение сопротивления

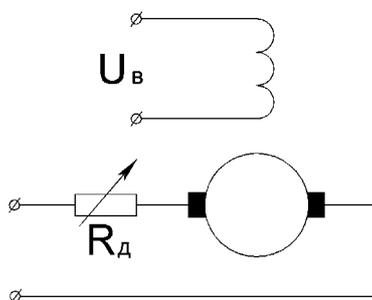


Рис. 5.8

в цепи якоря уменьшает жесткость механической характеристики (см. (5.7)), что, как правило, является нежелательным. Обычно этот метод применяется для маломощных двигателей, используемых в бытовой технике, в силу его простоты и дешевизны.

Механические характеристики для различных значений дополнительного сопротивления $R_{\text{д}}$ приведены на рис. 5.9. Они

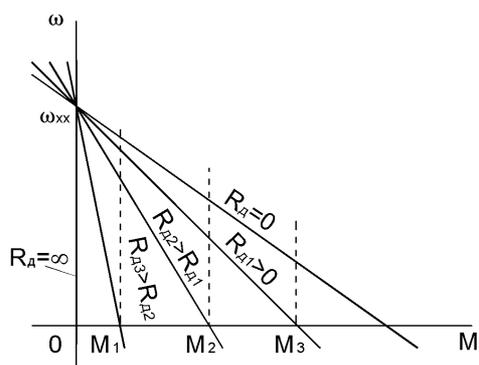


Рис. 5.9

определяются выражением (5.8), если вместо $R_{\text{я}}$ подставить $R_{\text{д}} + R_{\text{я}}$. Характеристика, соответствующая $R_{\text{д}}=0$, называется естественной. Остальные характеристики называются реостатными. В режиме холостого хода ($M = 0$) скорость вращения ω не зависит от величины сопротивления в якорной цепи, т.е. при отсутствии момента нагрузки на валу двигателя регулирование скорости с помощью этого метода невозможно. Регулировочные характеристики определяются выражением (5.8), если вместо $R_{\text{я}}$ подставить $R_{\text{д}} + R_{\text{я}}$. Они приведены на рис. 5.10. Они могут быть построены и по семейству механических характеристик для фиксированных моментов, как показано на рис. 5.9.

Из рис. 5.10 видно, что все характеристики пересекаются в одной точке, соответствующей $R_{\text{д}} = -R_{\text{я}}$. Однако во втором квадранте они показаны условно пунктиром, так как $R_{\text{д}}$ не может быть отрицательным.

Токовые характеристики для рассматриваемого метода приведены на рис. 5.11. Горизонтальный участок характеристики соответствует вращению якоря двигателя с постоянной скоростью.

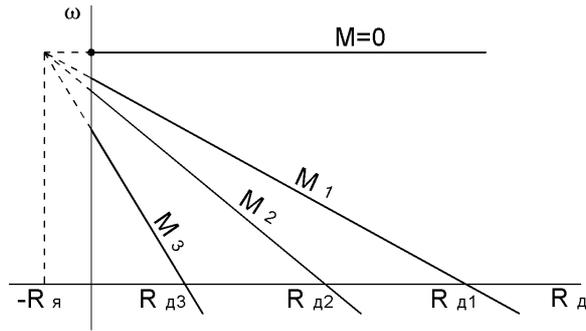


Рис. 5.10

При этом значение тока $I_{я}$ пропорционально моменту нагрузки и определяется выражением (1.3). Падающий участок характеристики соответствует $\omega = 0$ и якорный ток определяется по закону Ома:

$$I_{я} = \frac{U_{я}}{R_{я} + R_{д}}.$$

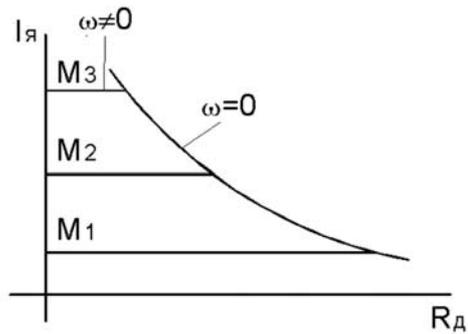


Рис. 5.11

Перечислим недостатки метода:

1. В режиме холостого хода ($M = 0$) скорость двигателя не регулируется.

2. Коэффициент передачи двигателя $k = \frac{d\omega}{dR_d}$ зависит от

момента нагрузки и отрицателен.

3. Жесткость механической характеристики изменяется при изменении R_d .

4. Выполнение управляемого переменного сопротивления для использования в автоматических системах регулирования технически сложно.

5. На дополнительном сопротивлении R_d расходуется дополнительная мощность.

6. Регулировочная характеристика получается нереверсивной.

Именно в силу перечисленных недостатков этот метод используется в основном в бытовой технике.

Полюсный метод управления ИДПТ. При полюсном методе управления управляющим сигналом является напряжение на обмотке возбуждения U_B . Схема метода показана на рис. 5.12. Напряжение якоря $U_я$ при этом остается постоянным.

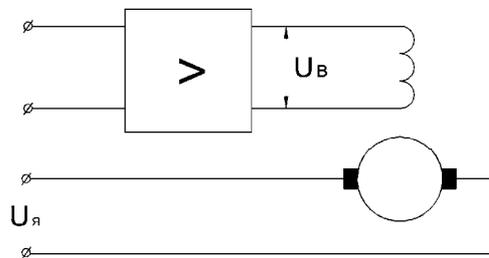


Рис. 5. 12

Для того чтобы получить статические характеристики, рассмотрим основное уравнение двигателя (5.5). Очевидно, что поток возбуждения Φ_B прямо пропорционален напряжению на обмотке возбуждения U_B . Тогда уравнение (5.5) можно переписать в таком виде:

$$\omega = \frac{c_1}{U_B} - \frac{c_2}{U_B^2} M, \quad (5.11)$$

где c_1 и c_2 – константы.

Это уравнение связывает входную (управляющую) величину U_B , выходную величину ω и нагрузочный параметр M . Регулировочные характеристики двигателя $\omega = f(U_B)$ при $M = \text{const}$ получаются непосредственно из этого уравнения (рис. 5.13).

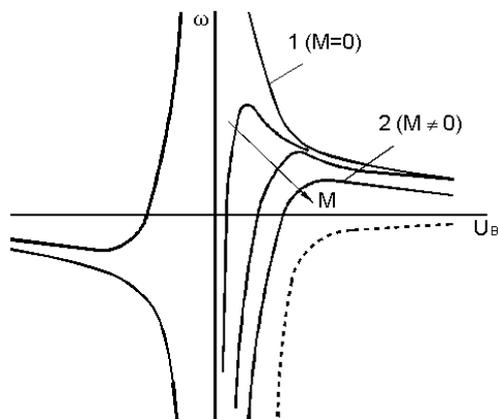


Рис. 5.13

Первое слагаемое определяет регулировочную характеристику холостого хода ($M = 0$). При $M \neq 0$ из этой характеристики вычитается второе слагаемое, представленное на рисунке пунктиром. Результирующая характеристика представлена сплошной линией 2. Для других значений M характеристики представлены тонкими сплошными линиями. Для отрицательных значений U_B характеристики симметричны описанным относительно начала координат.

Из характеристики холостого хода видно, что при уменьшении U_B скорость ω стремится к ∞ . Строго говоря, чисто холостой ход ($M = 0$) реализовать невозможно из-за трения в подшипниках, щетках и сопротивления воздуха. Но и при малых моментах нагрузки при уменьшении U_B скорость может возрастать до

недопустимо больших величин. Поэтому при отключении ИДПТ нельзя выключать сначала U_B , а затем U_A .

Механические характеристики $\omega = f(M)$ при $U_B = \text{const}$ представлены на рис. 5.14. Из уравнения (5.11) видно, что характеристики имеют падающий характер. При этом скорость холостого хода $\omega_{\text{хх}} \sim \frac{1}{U_B}$, а пусковой момент $M_{\text{п}} \sim U_B$.

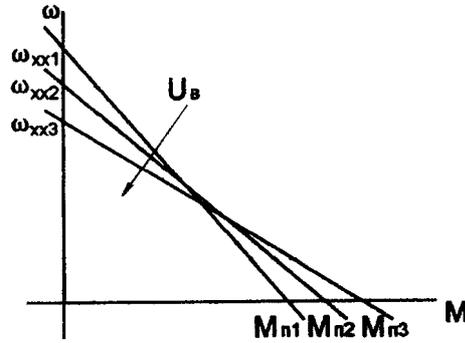


Рис. 5.14

Токовая характеристика $I_A = f(U_B)$ при $M = \text{const}$ приведена на рис. 5.15. При малых значениях U_B пусковой момент двигателя меньше момента нагрузки на валу, поэтому якорь двигателя не

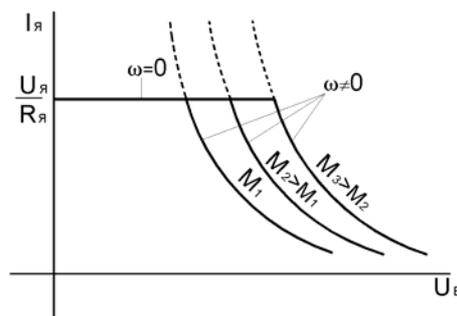


Рис. 5.15

вращается (при пассивной нагрузке). Тогда $I_{я} = \frac{U_{я}}{R_{я}} = \text{const}$. При

увеличении $U_{в}$ растет пусковой момент $M_{п}$, и когда он становится больше момента нагрузки $M_{н}$, якорь двигателя начинает вращаться, и в установившемся режиме ток якоря определяется выражением

$$(5.3): I_{я} = \frac{M}{c\Phi_{в}} \sim \frac{1}{U_{в}}, \text{ т. е. падает с ростом } U_{в}.$$

При активной нагрузке горизонтального участка характеристики не будет (пунктир на рис. 5.15), так как при $M_{д}$ меньшем $M_{н}$ якорь вращается в обратном направлении, и ток определяется выражением (5.3).

Полусный метод управления имеет преимущество перед якорным методом только в меньшей мощности сигнала управления.

По другим параметрам он уступает якорному методу:

жесткость механической характеристики изменяется;

коэффициент передачи $d\omega/dU_{в}$ является переменным;

нужно защищать цепь возбуждения от разрыва, сначала отключать $U_{я}$, а затем $U_{в}$.

Реостатно-полусный метод управления. Управление скоростью вращения достигается за счет изменения сопротивления в цепи обмотки возбуждения (рис. 5.16).

Поток возбуждения $\Phi_{в} \sim \frac{1}{R_{в}}$, где $R_{в} = R_{д} + r_{в}$.

Уравнение (5.5) можно переписать в таком виде:

$$\omega = c_1 R_{в} - c_2 R_{в}^2 M, \quad (5.12)$$

где c_1 и c_2 – константы.

Регулировочные характеристики $\omega = f(R_{в})$ при $M = \text{const}$, полученные из этого уравнения, приведены на рис. 5.17. Очевидно, что при $M = 0$ характеристика линейна, а при $M \neq 0$ – имеет максимум.

Начальный участок характеристик (показан пунктиром) не реализуется из-за сопротивления $r_{в}$ самой обмотки возбуждения.

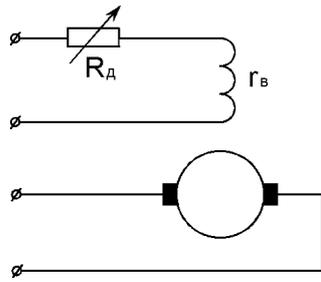


Рис. 5.16

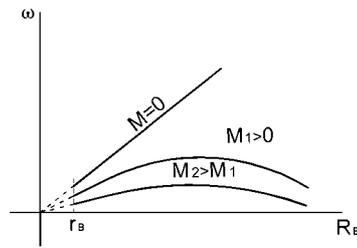


Рис. 5.17

Механические характеристики $\omega = f(M)$ при $R_B = \text{const}$ представлены на рис. 5.18. Из выражения (5.12) видно, что $\omega_{\text{ХХ}} \sim \sim R_B$, а пусковой момент $M_{\text{П}} \sim \frac{1}{R_B}$.

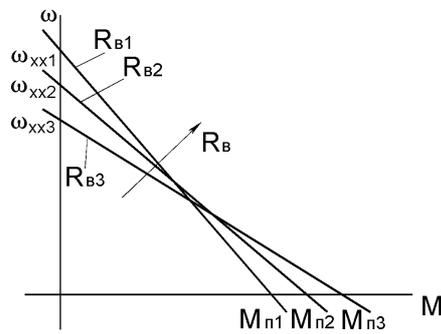


Рис. 5.18

Токовые характеристики $I_{\text{Я}} = f(R_B)$ при $M = \text{const}$ приведены на рис. 5.19. Наклонный участок характеристик соответствует $\omega \neq 0$, когда якорный ток определяется соотношением (5.3), и следовательно $I_{\text{Я}} \sim R_B$ (так как $\Phi_B \sim \frac{1}{R_B}$). Горизонтальный участок характеристик соответствует $\omega = 0$. При этом ЭДС якоря отсутствует, и ток якоря определяется законом Ома (5.10). В

режиме холостого хода ($M = 0$) ток якоря равен нулю, так как он пропорционален M .

Приведенные на рис. 5.19 характеристики соответствуют пассивной нагрузке на валу двигателя (момент трения). Если нагрузка активная (висящий на тросе груз), то двигатель не останавливается при $M_d < M_H$, а начинает вращаться в обратном направлении (в сторону момента нагрузки). Ток якоря при этом будет определяться соотношением (5.3) и горизонтального участка не будет (показано пунктиром).

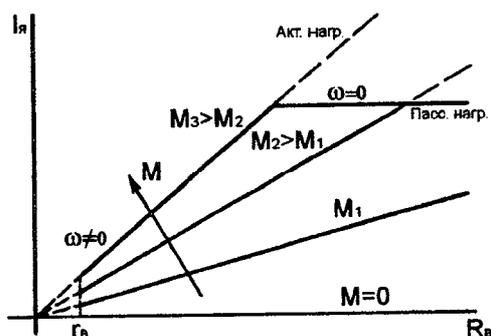


Рис. 5.19

Реостатно-полусный метод управления имеет все преимущества и недостатки полюсного метода и дополнительно – нереверсивность регулировочной характеристики.

Из сравнения рассмотренных методов управления скоростью двигателя можно сделать вывод, что с точки зрения использования в системах автоматического регулирования лучшим является якорный метод управления. При этом методе статические характеристики линейны, а коэффициент передачи k_d и жесткость механической характеристики постоянны. Именно поэтому данный метод чаще всего используется в САР.

5.2.4. Тормозные и пусковые режимы ИДПТ

Тормозные режимы используются для улучшения динамических характеристик ИДПТ. Если отключить двигатель и не применять специального торможения, то он будет тормозиться нагрузкой на валу (трением). Такой режим называется свободным выбегом. При малой величине момента трения время торможения может быть недопустимо большим.

Рассмотрим три тормозных режима.

Режим динамического торможения. При отключении напряжения якоря якорная цепь не разрывается и сохраняется возможность для протекания якорного тока. Возможная схема приведена на рис. 5.20.

До отключения ток якоря определялся выражением:

$$I_{\text{я}} = \frac{U_{\text{я}} - E}{R_{\text{я}}} . \quad (5.13)$$

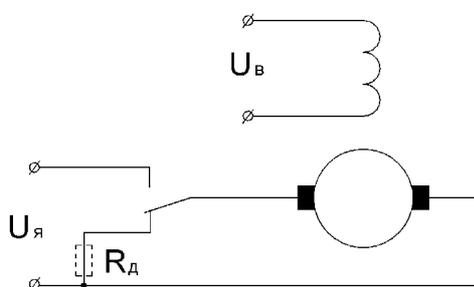


Рис. 5.20

После отключения $U_{\text{я}}$ и замыкания якоря накоротко ток якоря будет равен:

$$I_{\text{я}} = -\frac{E}{R_{\text{я}}} . \quad (5.14)$$

Переходным процессом в цепи якоря пока пренебрегаем. Этот режим удобно рассмотреть по механическим характеристикам (рис.

5.21). На рисунке изображены две механические характеристики (для $U_{я} > 0$ и для $U_{я} = 0$). Если момент нагрузки на валу двигателя M_H , то режим двигателя до отключения $U_{я}$ определяется точкой A . В момент отключения $U_{я}$ скорость вращения двигателя практически не изменяется и режим двигателя определяет точка B на характеристике, соответствующей $U_{я} = 0$. На якорь действует тормозной момент $M_D - M_H$, который уменьшает скорость вращения. Это соответствует перемещению рабочей точки по механической характеристике в точку C или в точку D . Если момент на валу определяется пассивной нагрузкой (трение), то при $\omega = 0$ (точка C)

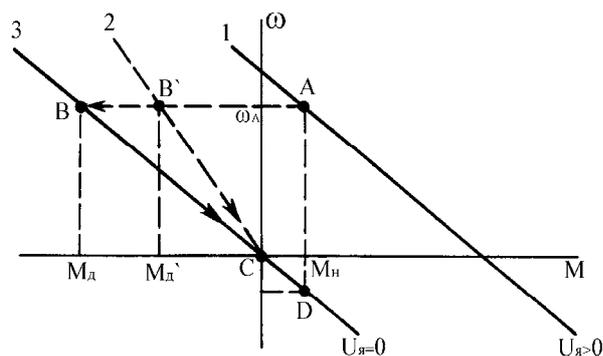


Рис. 5.21

момент двигателя M_D и момент нагрузки M_H становятся равными нулю, так как момент трения существует только тогда, когда существует M_D . Если нагрузка активная (висящий груз), то установится режим, соответствующий точке D , когда момент нагрузки уравнивается моментом двигателя. При этом скорость ω_D будет отрицательной (груз движется равномерно, вращая двигатель в обратном направлении). Очевидно, что в случае активного момента для полной остановки двигателя необходимо иметь дополнительные тормозные устройства, которые должны включаться при $\omega = 0$ (в точке C).

Следует отметить, что на рис. 5.21 только точки A , C и D соответствуют установившемуся (статическому) режиму. Перемещение рабочей точки из т. A в т. B и дальнейшее перемещение по характеристике в т. C или D соответствует переходному (динамическому) режиму.

Длительность переходного режима определяется моментами сил и моментами инерции подвижных частей (электрической постоянной времени пренебрегаем). Определить длительность переходного процесса по механическим характеристикам невозможно. Но можно определить максимальный тормозной момент $M_{\text{д}}$, который действует в режиме динамического торможения. Из рисунка видно, что он может значительно превосходить момент нагрузки, что не всегда является допустимым. Для уменьшения тормозного момента при динамическом торможении в цепь якоря включается дополнительное сопротивление $R_{\text{д}}$ (показано пунктиром на рис. 5.20). Механическая характеристика в этом случае показана на рис. 5.21 пунктиром. В начальный момент торможения (точка B') тормозной момент будет равен $M'_{\text{д}} < M_{\text{д}}$.

Режим динамического торможения характеризуется значительными по величине тормозными токами якоря $I_{\text{ТОРМ}}$. Они могут превосходить рабочие токи якоря $I_{\text{РАБ}}$ в десятки раз. Включение $R_{\text{д}}$ в цепь якоря уменьшает тормозные токи, увеличивая при этом время торможения. На рис. 5.22 показаны временные диаграммы $U_{\text{я}}$, $I_{\text{я}}$ и ω .

При отключении $U_{\text{я}}$ ток $I_{\text{я}}$ нарастает по экспоненте с постоянной времени $T_{\text{я}} = \frac{L_{\text{я}}}{R_{\text{я}}}$ до величины $I_{\text{я}} = -\frac{E}{R_{\text{я}}}$, а затем, по мере уменьшения скорости ω (и следовательно E) уменьшается с механической постоянной времени. В случае активной нагрузки (кривая 1) ток якоря стремится к значению $I_{\text{РАБ}}$, которое соответствует моменту нагрузки $M_{\text{Н}}$. При пассивной нагрузке (кривая 2) $I_{\text{я}} \rightarrow 0$, так как якорь остановится и $E = 0$. В том случае, когда в цепь якоря включается дополнительное сопротивление $R_{\text{д}}$,

максимальное значение тока $I_{\text{торм}} = -\frac{E}{R_{\text{я}} + R_{\text{д}}}$, а торможение (и, следовательно, уменьшение $I_{\text{я}}$) происходит с большей постоянной времени (пунктирная кривая 3).

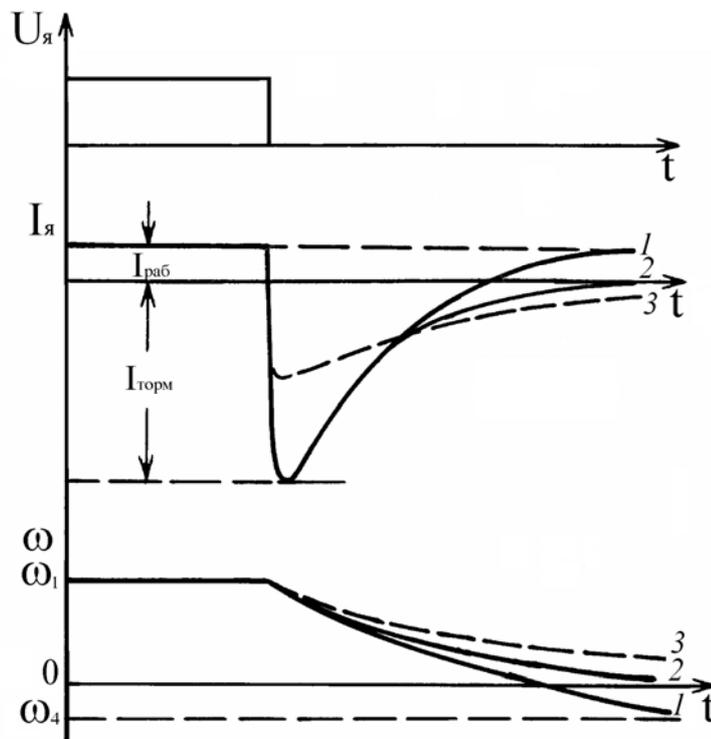


Рис. 5.22

Уменьшение тормозного тока якоря можно достичь также уменьшением напряжения возбуждения $U_{\text{в}}$. Жесткость механической характеристики при этом уменьшается (1.7) и это будет эквивалентно включению $R_{\text{д}}$ (характеристика 2 на рис. 5.21).

Торможение противовключением. Схема подключения двигателя показана на рис. 5.23.

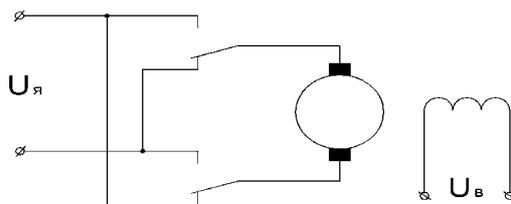


Рис. 5.23

При отключении двигателя на якорь подается напряжение обратной полярности $-U_{я}$. На рис. 5.24 приведены механические характеристики, соответствующие напряжениям на якорь $U_{я}$ и $-U_{я}$.

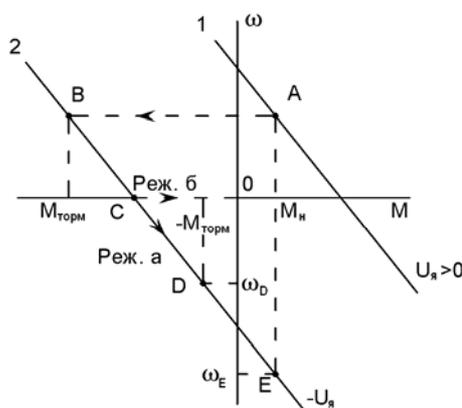


Рис. 5.24

Точка A на характеристике 1 соответствует установившемуся режиму работы двигателя при напряжении на якорь $U_{я} > 0$ и моменте нагрузки на валу $M_{н}$. При переключении контактов на якорь двигателя подается напряжение $-U_{я}$. Рабочая точка перемещается из точки A в точку B , а затем в точку D (при пассивной нагрузке) или в точку E (при активной нагрузке), где устанавливается отрицательная скорость вращения $\omega_{д}$ или $\omega_{е}$.

Если целью тормозного режима является полная остановка двигателя, то необходимо в точке C (когда $\omega = 0$) отключить напряжение от якоря при пассивной нагрузке, а при активной – включить дополнительное тормозное устройство.

Временные диаграммы $U_{я}$, $I_{я}$ и ω приведены на рис. 5.25.

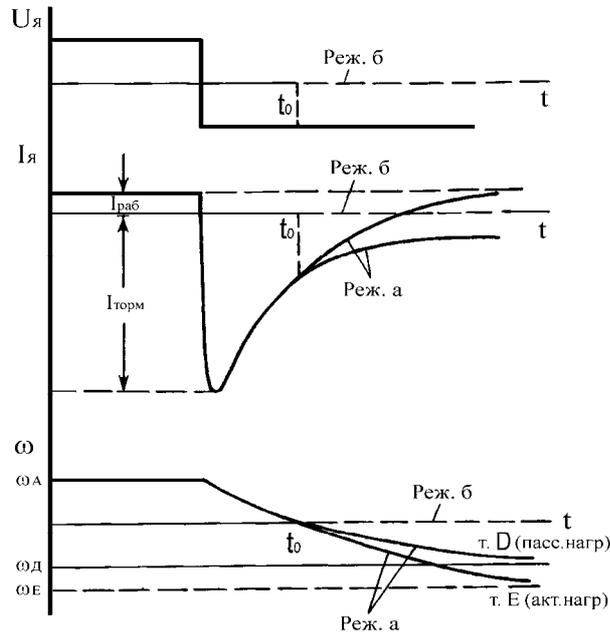


Рис. 5.25

Отличие этих диаграмм от диаграмм при динамическом торможении (см. рис. 5.22) следующее. Максимальное значение тормозного тока $I_{ТОРМ}$ более чем в два раза превышает аналогичное значение тока при динамическом торможении (5.14), так как оно равно:

$$I_{ТОРМ} = \frac{-U_{я} - E}{R_{я}}, \text{ а } U_{я} > E. \quad (5.15)$$

Установившееся значение тока при активной нагрузке равно $I_{РАБ}$, которое соответствует M_H (точка E), а при пассивной

нагрузке оно равно $-I_{РАБ}$, которое соответствует $-M_H$, так как при изменении направления вращения изменяет знак и момент трения (назовем условно режимом *a*). Если в момент t_0 ($\omega = 0$) отключить $U_{я}$, то двигатель остановится (режим *б*). Диаграммы для режима *б* на рис. 5.25 показаны пунктиром.

Как и в случае динамического торможения для ограничения величины тормозного тока можно использовать включение R_d или уменьшение U_B .

Рекуперативное торможение. Различают два вида рекуперативного торможения. Первый заключается в том, что момент нагрузки изменяет свой знак на противоположный. Например, троллейбус или электромобиль сначала поднимался в гору, а затем пошел под гору, применяя торможение двигателем. При этом двигатель начинает увеличивать скорость до величины $\omega > \omega_{ХХ}$. Ток якоря становится отрицательным, так как E становится больше, чем $U_{я}$. Момент двигателя уравнивает изменившийся момент нагрузки $-M_H$. На рис. 5.26, *a* показано изменение положения рабочей точки на механической характеристике, а на рис. 5.26, *б* – временные диаграммы работы двигателя. Как видно из временных диаграмм при торможении $U_{я} > 0$, а $I_{я} < 0$, следовательно, электрическая энергия отрицательна, т. е. она возвращается в источник питания.

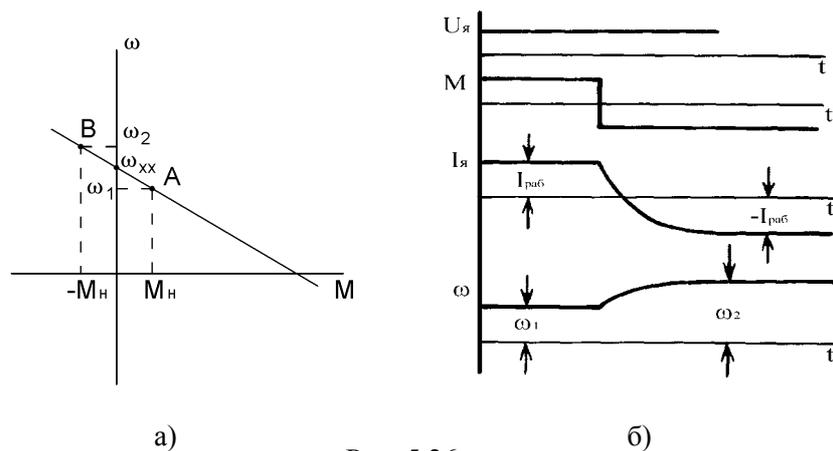


Рис. 5.26

Второй тип рекуперативного торможения заключается в том, что напряжение на якоре $U_{я1}$ резко уменьшается до величины $U_{я2}$, но остается положительным. При этом ЭДС якоря E становится больше $U_{я2}$, а ток якоря $I_{я}$ – отрицательным. Тормозной момент уменьшает скорость вращения до величины, соответствующей новому значению $U_{я2}$ (точка C). На рис. 5.27 изображены диаграммы, поясняющие работу двигателя в этом режиме.

Из временных диаграмм видно, что в интервале $t_1 \div t_2$ ток якоря отрицателен, а напряжение на якоре положительно. Это означает, что в этом промежутке времени электрическая энергия возвращается в источник питания.

Пусковые режимы. При пуске двигателя в момент подачи напряжения на якорь скорость вращения ω и ЭДС якоря E равны 0.

Это означает, что ток якоря в первый момент равен (если пренебречь электрической постоянной времени):

$$I_{\text{торм}} = \frac{U_{я}}{R_{я}}. \quad (5.16)$$

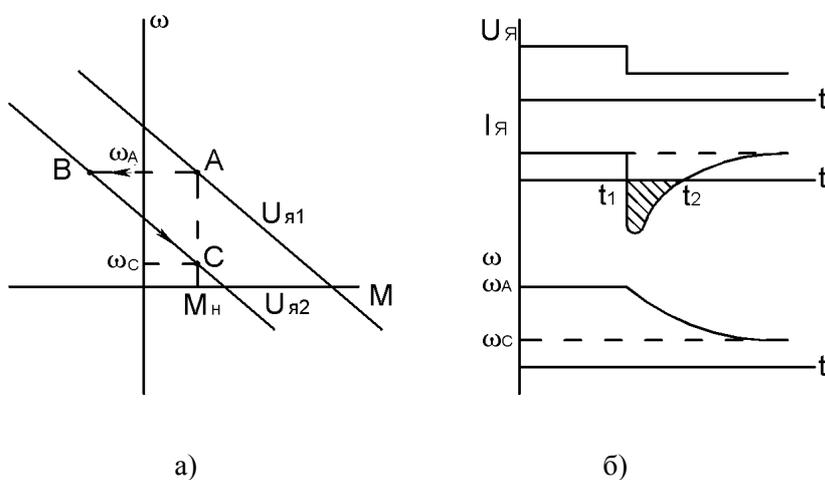


Рис. 5.27

Обычно эта величина более, чем на порядок превышает номинальную величину рабочего тока. Поэтому при простейшей схеме включения двигателя (рис. 5.28) в питающей сети

наблюдаются значительные броски тока, которые в ряде случаев являются недопустимыми.

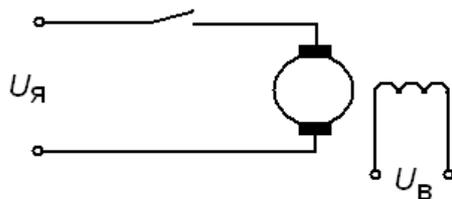


Рис.5.28

На рис. 5.29 приведены диаграммы, поясняющие работу двигателя в пусковом режиме. В момент включения $U_{\text{я}}$ ток якоря нарастает по экспоненте с постоянной времени $T_{\text{я}} = \frac{L_{\text{я}}}{R_{\text{я}}}$. Она обычно много меньше механической постоянной времени $T_{\text{м}}$,

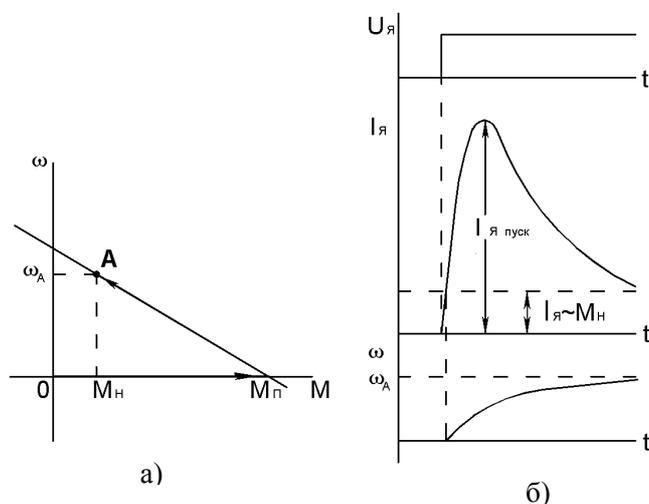


Рис. 5.29

поэтому за время нарастания тока якоря скорость вращения увеличивается незначительно, и можно с достаточной степенью точности считать, что $I_{\text{пуск}}$ будет определяться выражением (5.16).

Пусковой момент $M_{п}$, найденный по механической характеристике, будет пропорционален пусковому току. По мере увеличения скорости ω до величины ω_A рабочая точка перемещается по механической характеристике в точку A , соответствующую моменту нагрузки M_H . В пусковом режиме для ограничения величины пускового тока желательно иметь большое $R_{я}$. Однако это противоречит желанию иметь в статике возможно большую жесткость механической характеристики и, следовательно, малое $R_{я}$. Это противоречие можно устранить, если вводить дополнительное сопротивление в цепь якоря только на время пуска. Если вводить постоянное сопротивление, то это сильно увеличит время разгона двигателя. Идеально было бы иметь переменное плавно изменяющееся сопротивление, которое ограничивало бы ток якоря на допустимой величине $I_{я доп}$, как показано на рис. 5.30.

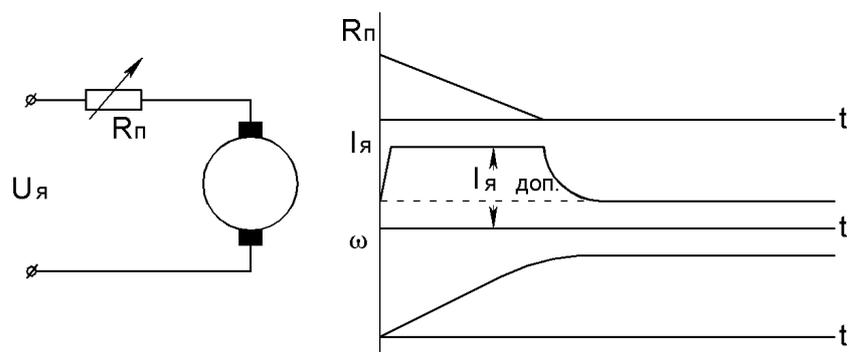


Рис. 5.30

На практике проще ступенчато изменять пусковое сопротивление, как показано на рис. 5.31.

Можно предложить также ряд схем с транзистором, типа той, которая приведена на рис. 5.32. Ток якоря протекает по открытому транзистору T . В цепь якоря включено сопротивление $r \ll R_{я}$, которое не влияет на работу двигателя. Напряжение, снимаемое с

сопротивления r , усиливается и подается на базу транзистора Т. При достижении током якоря предельно допустимого значения транзистор Т начинает закрываться, ограничивая таким образом ток якоря.

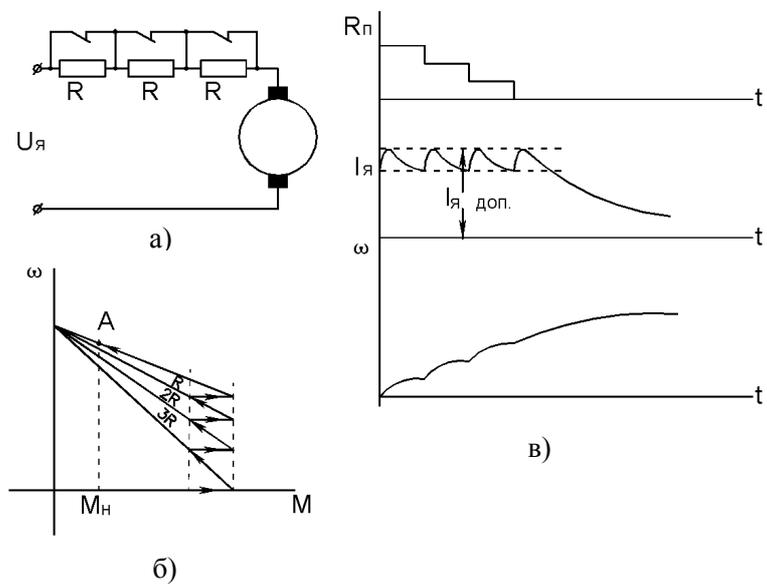


Рис. 5.31

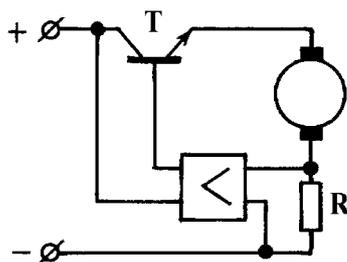


Рис. 5.32

5.2.5. Импульсное управление ИДПТ

При непрерывном управлении ИДПТ на выходных каскадах усилителя выделяется мощность, сравнимая с мощностью управляемого двигателя. При мощностях двигателя в несколько десятков или сотен ватт выходные каскады усилителя мощности должны выполняться с эффективными радиаторами для отвода тепла. Это удорожает конструкцию, увеличивает габариты и уменьшает надежность усилителя мощности. В качестве альтернативы, устраняющей эти недостатки, применяется импульсное управление ИДПТ.

Мощность, выделяемая на выходных каскадах при импульсном управлении, в десятки раз меньше, чем при непрерывном управлении. Это объясняется тем, что они работают в режиме ключей (открыт - закрыт), и мощность, выделяемая выходными транзисторами (тиристорами), определяется произведением тока в открытом состоянии на напряжение насыщения, составляющее обычно $0,5 \div 2$ В. Для маломощных двигателей (десятки ватт) выходные ключи можно использовать без радиаторов, а при больших мощностях обойтись небольшими радиаторами.

Сущность импульсного управления состоит в том, что регулирование скорости вращения достигается не за счет изменения напряжения управления, подводимого к якорю двигателя, а за счет изменения времени, в течение которого подводится номинальное напряжение $U_{\text{яном}}$. На якорь двигателя подается последовательность импульсов амплитудой $U_{\text{яном}}$. Длительность импульсов $t_{\text{и}}$ или период их следования T изменяются так, что изменяется относительное время подключения напряжения к якорю. Во время импульса скорость ω будет увеличиваться, а во время паузы уменьшаться за счет торможения моментом нагрузки или специального режима торможения. В результате скорость ω будет колебаться около некоторой средней скорости $\omega_{\text{ср}}$, величина которой зависит от относительной

длительности импульсов $\varepsilon = \frac{t_{\text{и}}}{T}$ (рис. 5.33).

Если во время паузы якорь не тормозится, то скорость вращения будет непрерывно увеличиваться и достигнет значения скорости холостого хода (на рис.5.33 показано пунктиром).

Величина колебаний угловой скорости ω относительно установившегося значения $\omega_{\text{ср}}$ зависит от соотношения периода следования импульсов T и электромеханической постоянной времени T_M . При $T \ll T_M$ величина колебаний $\Delta\omega$ будет незначительной.

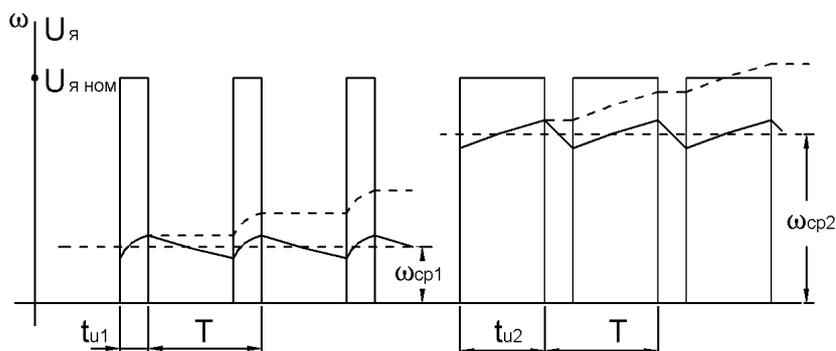


Рис. 5.33

Основные схемы импульсного управления ИДПТ представлены на рис. 5.34. Вместо контактов реле используются транзисторные или тиристорные ключи. При наличии механического торможения можно использовать схему управления с разрывом цепи якоря во время паузы (рис. 5.34, а). Если механического торможения нет, то можно использовать схему с динамическим торможением во время паузы между импульсами (рис. 5.34, б). Во время паузы якорь закорачивается или в его цепь включается дополнительное сопротивление (показано пунктиром). На рис. 5.34, в приведена схема управления двуполярными импульсами, позволяющая осуществить реверсивное управление ИДПТ.

Режим работы двигателя существенно зависит от выбора периода следования импульсов управления T , а именно, от его

соотношения с постоянными времени двигателя. Время разгона и торможения двигателя определяется электромеханической

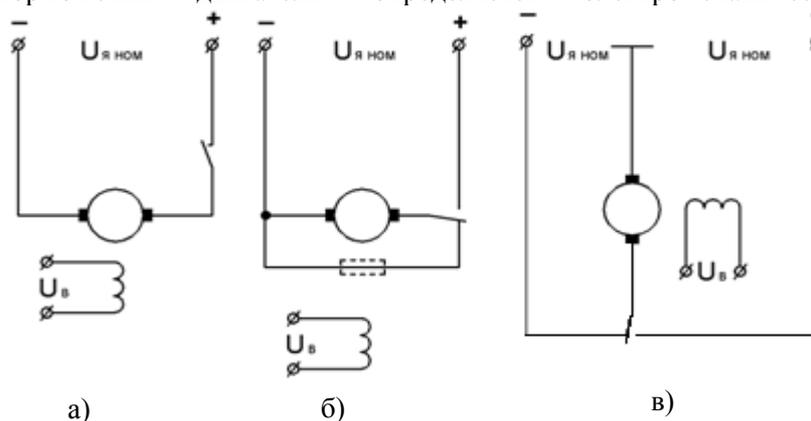


Рис. 5.34

постоянной времени T_M , которая зависит от инерционности якоря и нагрузки.

Процесс установления тока в обмотке якоря определяется электрической постоянной времени якоря $T_я = L_я / R_я$. Причем обычно $T_я \ll T_M$.

Рассмотрим сначала крайние случаи выбора T .

1. Если $T > T_M > T_я$, то все процессы, в том числе и установление скорости вращения заканчиваются за время длительности импульса, а за время паузы скорость вращения успевает упасть до нуля.

Временные диаграммы работы двигателя в этом режиме приведены на рис. 5.35. При таком выборе T мы будем иметь режим включения и выключения двигателя, а не режим импульсного управления.

2. Второй крайний случай будет иметь место при $T \ll T_я < T_M$. В этом случае при использовании схемы рис. 5.34, б или 5.34, в установится режим непрерывных токов, так как за счет индуктивности якоря ток во время паузы будет протекать в том же направлении, что и во время импульса. Якорь в данном случае действует как линейный фильтр нижних частот. Он

реагирует только на постоянную составляющую импульсов напряжения, которая равна:

$$U_{\text{Я ср}} = \frac{U_{\text{Я ном}} t_{\text{И}}}{T} = \varepsilon U_{\text{Я ном}}. \quad (5.17)$$

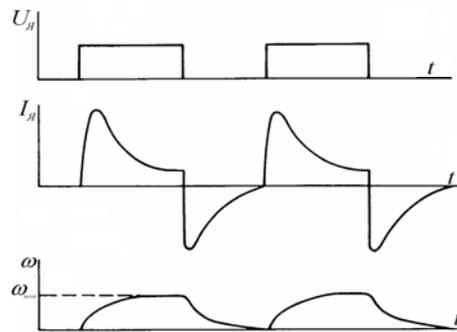


Рис. 5.35

За период следования импульсов ток якоря $I_{\text{Я}}$ и момент M изменяются незначительно, и можно использовать основное уравнение двигателя для непрерывного управления (5.8), в которое вместо $U_{\text{Я}}$ нужно подставить $U_{\text{Я ср}}$ (5.17):

$$\omega = k_{\text{Д}} U_{\text{Я ном}} \varepsilon - k_{\text{Д}}^2 R_{\text{Я}} M. \quad (5.18)$$

Введем относительные величины для скорости вращения и момента: относительную скорость вращения (отношение угловой скорости к скорости холостого хода при $U_{\text{Я}} = U_{\text{Я ном}}$):

$$\lambda \omega = \frac{\omega}{\omega_{\text{ХХ}}}$$

и относительный момент (отношение действующего момента к пусковому моменту при $U_{\text{Я}} = U_{\text{Я ном}}$):

$$\lambda M = \frac{M}{M_{\text{П}}}.$$

Рассмотрим уравнение (5.8) для непрерывного режима управления при $U_{\text{я}} = U_{\text{я ном}}$:

$$\omega = k_{\text{д}} U_{\text{я ном}} - k_{\text{д}}^2 R_{\text{я}} M. \quad (5.19)$$

Механическая характеристика, построенная по этому уравнению, приведена на рис. 5.36.

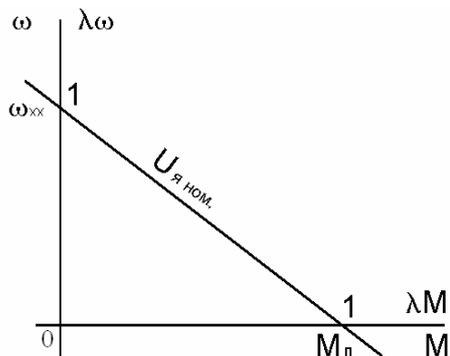


Рис. 5.36

Из (5.19), положив $M = 0$, получим:

$$\omega_{\text{хх}} = k_{\text{д}} U_{\text{я ном}}. \quad (5.20)$$

а положив $\omega = 0$, получим:

$$0 = k_{\text{д}} U_{\text{я ном}} - k_{\text{д}}^2 R_{\text{я}} M_{\text{п}}. \quad (5.21)$$

Подставив (5.20) в (5.21), получим:

$$\omega_{\text{хх}} = k_{\text{д}}^2 R_{\text{я}} M_{\text{п}}. \quad (5.22)$$

Разделив (5.19) на (5.22), получим:

$$\frac{\omega}{\omega_{\text{хх}}} = 1 - \frac{M}{M_{\text{п}}} \quad (5.23)$$

или уравнение механической характеристики в относительных единицах при $U_{\text{я}} = U_{\text{я ном}}$ при непрерывном управлении:

$$\lambda\omega = 1 - \lambda M. \quad (5.24)$$

Если разделить (5.18) на (5.22), то получим уравнение двигателя в относительных единицах при импульсном управлении:

$$\lambda\omega = \varepsilon - \lambda M. \quad (5.25)$$

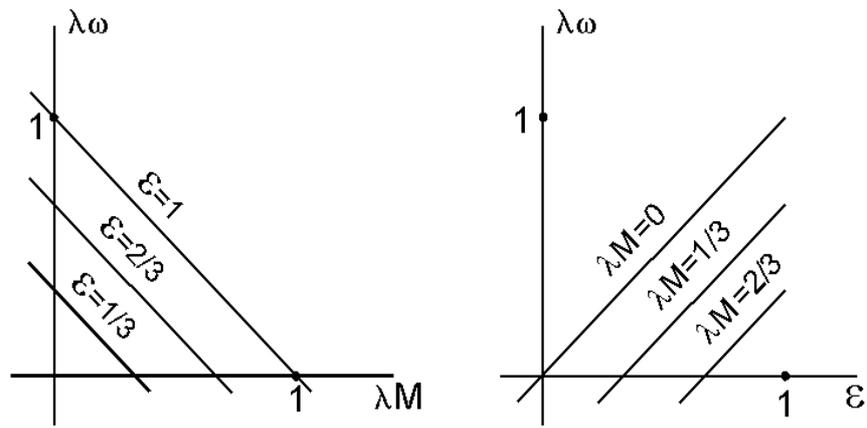


Рис. 5.37

Статические характеристики в относительных единицах для импульсного управления при $T \ll T_{\text{я}}$ приведены на рис. 5.37. Из рисунка видно, что характеристики линейны и полностью соответствуют характеристикам при непрерывном управлении, если напряжение якоря $U_{\text{я}}$ выразить в относительных единицах

$$\varepsilon = \frac{U_{\text{я}}}{U_{\text{я.ном}}}$$

Кроме того, в рассматриваемом случае двигатель работает плавно из-за отсутствия пульсаций момента M и скорости вращения ω .

3. Рассмотрим вариант, когда период следования импульсов удовлетворяет условию $T_{\text{я}} < T < T_{\text{м}}$. В этом случае за время $t_{\text{и}}$ ток якоря успевает установиться, а скорость вращения ω изменяется незначительно относительно среднего значения $\omega_{\text{ср}}$.

Временные диаграммы для этого случая приведены на рис. 5.38. Если используется схема рис. 5.34, *а* (с разрывом цепи), то диаграмма $I_{\text{я}}$ показана сплошной линией (при окончании импульса ток падает до 0). Для схемы рис. 5.34, *б* диаграмма тока во время паузы изображена пунктиром (динамическое торможение). Во

время импульса ток якоря нарастает с постоянной времени $T_{\text{я}}$ и достигает величины $I_{\text{яп}} = \frac{U_{\text{я.ном}} - E}{R_{\text{я}}}$.

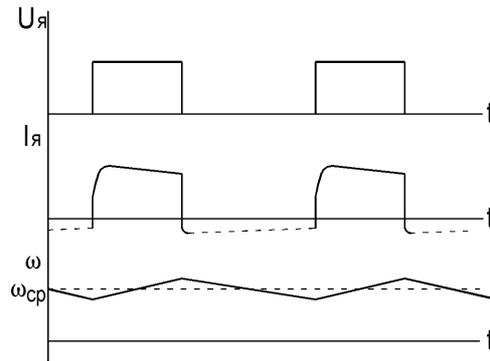


Рис. 5.38

Во время паузы при динамическом торможении ток якоря падает с постоянной $T_{\text{я}}$ до значения

$$I_{\text{яп}} = -\frac{E}{R_{\text{я}}}.$$

Определим уравнение двигателя, связывающее $\omega_{\text{ср}}$, ε и M , для обеих схем включения.

Схема с разрывом цепи якоря (см. рис. 5.34, а).

При малой амплитуде колебаний ω относительно $\omega_{\text{ср}}$ можно пренебречь изменением вращающего момента $M_{\text{д}}$ за время $t_{\text{и}}$ и $t_{\text{п}}$. В этом случае разгон и торможение будут происходить по линейному закону. За время импульса изменение скорости

$$\Delta\omega_{\text{р}} = \frac{M_{\text{д}} - M_{\text{т}}}{J} t_{\text{и}}, \quad (5.26)$$

где $\Delta\omega_{\text{р}}$ – увеличение скорости вращения за время $t_{\text{и}}$; $M_{\text{д}}$ – вращающий момент двигателя; J – момент инерции якоря и нагрузки; $M_{\text{т}}$ – тормозящий момент, равный моменту нагрузки $M_{\text{н}}$.

За время паузы уменьшение скорости вращения под действием момента нагрузки будет равно:

$$\Delta\omega_T = \frac{M_H}{J} t_{\Pi}. \quad (5.27)$$

Очевидно, что в установившемся режиме

$$\Delta\omega_P = \Delta\omega_T$$

или

$$(M_D - M_H)t_{\Pi} = M_H t_{\Pi}.$$

В относительных единицах можно записать:

$$(\lambda M_D - \lambda M_H)t_{\Pi} = \lambda M_H t_{\Pi}$$

или

$$\lambda M_D t_{\Pi} = \lambda M_H (t_{\Pi} + t_{\Pi}).$$

Тогда

$$\lambda M_D = \frac{\lambda M_H}{\varepsilon}, \quad (5.28)$$

где λM_D – относительный вращающий момент двигателя при действии импульса (на якоре $U_{я\text{ ном}}$) и при скорости вращения $\lambda\omega_{\text{ср}}$. Значит его можно найти из уравнения (5.24), подставив в него $\lambda\omega_{\text{ср}}$:

$$\lambda M_D = 1 - \lambda\omega_{\text{ср}}.$$

Полученное значение λM_D подставляем в (5.28):

$$\lambda\omega_{\text{ср}} = 1 - \frac{\lambda M_H}{\varepsilon}. \quad (5.29)$$

Это уравнение определяет статические характеристики двигателя в относительных единицах при импульсном регулировании с разрывом цепи якоря во время паузы между импульсами (торможение только за счет момента нагрузки). Механические и регулировочные характеристики приведены на рис. 5.39. Механические характеристики линейны, однако их жесткость изменяется в зависимости от относительной длительности импульсов управления ε . Регулировочные характеристики нелинейны, а на холостом ходу ($M_H = 0$) скорость двигателя не регулируется. Условием пуска двигателя является $\varepsilon > \lambda M_H$.

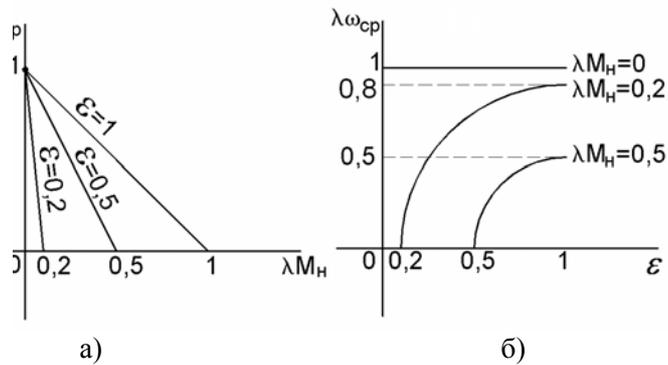


Рис. 5.39

Следует заметить, что при импульсном управлении рассматриваемые характеристики (см. рис. 5.39) можно назвать статическими лишь условно, так как в действительности якорь двигателя вращается с ускорением (положительным во время $t_{и}$ и отрицательным во время $t_{п}$), и равенства моментов $M_д$ и $M_н$ нет. Режим можно назвать «квазистатическим», потому что значение средней скорости $\omega_{ср}$ изменяется незначительно.

Схема без разрыва цепи якоря (см. рис. 5.34, б).

На рис. 5.40 изображены две механические характеристики для $U_я = U_{я ном}$ (соответствует $t_{и}$) и $U_я = 0$ (соответствует $t_{п}$).

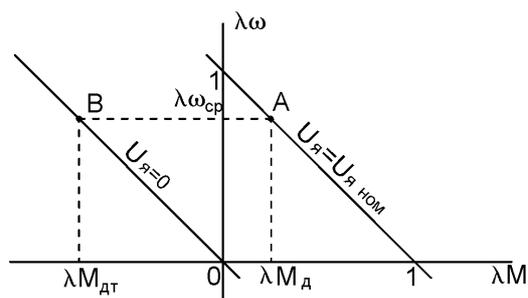


Рис. 5.40

Установившееся значение средней скорости $\lambda\omega_{\text{CP}}$ определяет момент двигателя $\lambda M_{\text{Д}}$ во время $t_{\text{И}}$ (точка *A*) и тормозящий момент $\lambda M_{\text{ДТ}}$ во время $t_{\text{П}}$ (точка *B*). Из чисто геометрических соображений по рис. 5.40 можно записать:

$$\lambda M_{\text{ДТ}} = -\lambda\omega_{\text{CP}}, \quad (5.30)$$

а

$$\lambda M_{\text{Д}} = I - \lambda\omega_{\text{CP}}. \quad (5.31)$$

Во время паузы на якорь действуют два тормозящих момента: момент нагрузки $\lambda M_{\text{Н}}$ и момент динамического торможения $\lambda M_{\text{ДТ}}$. Тогда изменение угловой скорости за время действия импульса (разгон) $\Delta\omega_{\text{Р}}$ и за время паузы (торможение) $\Delta\omega_{\text{Т}}$ будет равно:

$$\Delta\omega_{\text{Р}} = \frac{M_{\text{Д}} - M_{\text{Н}}}{J} t_{\text{И}} \quad \text{и} \quad \Delta\omega_{\text{Т}} = \frac{M_{\text{Д}} - M_{\text{Н}}}{J} t_{\text{П}}.$$

В установившемся режиме $\Delta\omega_{\text{Р}} = -\Delta\omega_{\text{Т}}$. Тогда $(M_{\text{Д}} - M_{\text{Н}})t_{\text{И}} = (M_{\text{Н}} - M_{\text{ДТ}})t_{\text{П}}$. В относительных единицах получим:

$$(\lambda M_{\text{Д}} - \lambda M_{\text{Н}}) t_{\text{И}} = (\lambda M_{\text{Н}} - \lambda M_{\text{ДТ}}) t_{\text{П}}. \quad (5.32)$$

Подставляя (1.29) и (1.30) в (1.31), получим:

$$(I - \lambda\omega_{\text{CP}} - \lambda M_{\text{Н}}) t_{\text{И}} = (\lambda M_{\text{Н}} + \lambda\omega_{\text{CP}}) t_{\text{П}}$$

или

$$\lambda\omega_{\text{CP}} (t_{\text{И}} + t_{\text{П}}) = t_{\text{И}} - \lambda M_{\text{Н}} (t_{\text{И}} + t_{\text{П}}).$$

Учитывая, что $t_{\text{И}} + t_{\text{П}} = T$, получим:

$$\lambda\omega_{\text{CP}} = \varepsilon - \lambda M_{\text{Н}}. \quad (5.33)$$

Это уравнение полностью совпадает с уравнением (5.25), а квазистатические характеристики для данного случая приведены на рис. 5.37.

В том случае, если якорь на время паузы замыкается через дополнительное сопротивление $R_{\text{Д}}$, то выражение для $\lambda\omega_{\text{CP}}$ получается более сложным:

$$\lambda\omega_{\text{CP}} = \frac{\varepsilon - \lambda M_{\text{Н}}}{\varepsilon + \frac{(1 - \varepsilon)R_{\text{Я}}}{R_{\text{Я}} + R_{\text{Д}}}}. \quad (5.34)$$

Регулировочные характеристики нелинейны, и степень нелинейности зависит от соотношения R_d и $R_{я}$ (с ростом R_d нелинейность возрастает).

Очевидно, что при $R_d = \infty$ (режим с разрывом цепи якоря) мы приходим к уравнению (5.29), а при $R_d = 0$ – к уравнению (5.33).

Реверсивное импульсное управление ИДПТ. При таком управлении на якорь подаются двуполярные импульсы амплитудой $U_{яном}$. Обозначим время действия $+U_{яном}$ через $t_{и}$, а время действия $-U_{яном}$ через $t_{п}$. Схема метода управления приведена на рис. 5.34, в. Временные диаграммы работы ИДПТ приведены на рис. 5.41.

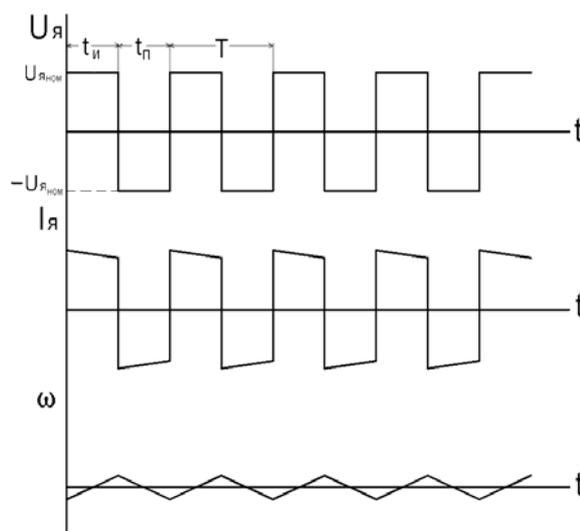


Рис. 5.41

В принципе работа ИДПТ при таком управлении мало отличается от управления без разрыва цепи якоря. Отличие только в том, что во время паузы $t_{п}$ на якорь подается напряжение $-U_{яном}$ и двигатель находится в режиме торможения противовключением. Для определения тормозящего момента $\lambda M_{тп}$ на рис. 5.42 приведены две механические характеристики: для $+U_{яном}$ и для $-U_{яном}$. Во время $t_{и}$ (точка А) на якорь действует момент λM_d (см.

(5.31)). Во время t_{II} на якорь действует тормозящий момент $\lambda M_{ТП}$, который легко найти из геометрических соображений (рис. 5.42):

$$\lambda M_{ТП} = -1 - \lambda \omega_{ср}.$$

Подставляя в выражение (1.31) $\lambda M_{ТП}$ вместо $\lambda M_{дт}$, а также $\lambda M_{д}$ (5.31), получим:

$$(1 - \lambda \omega_{ср} - \lambda M_{Н}) t_{II} = (1 + \lambda \omega_{ср} + \lambda M_{Н}) t_{II}.$$

Сделав аналогичные преобразования, получим:

$$\lambda \omega_{ср} = 2\varepsilon - 1 - \lambda M_{Н}. \quad (5.35)$$

Из полученного уравнения видно, что скорость вращения $\lambda \omega_{ср}$ может быть как положительной (при $\varepsilon = 0,5 \div 1$), так и отрицательной (при $\varepsilon = 0 \div 0,5$). Механические и регулировочные характеристики приведены на рис. 5.43. Характеристики линейны, а $k_{д}$ и γ не зависят от нагрузки и управляющего сигнала.

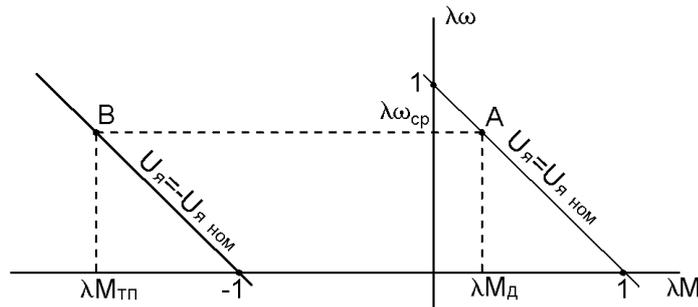


Рис. 5.42

Выводы. При импульсном управлении ИДПТ период следования импульсов управления T должен быть существенно меньше электромеханической постоянной времени двигателя T_M . Если это требование не выполняется, то пульсации угловой скорости вращения будут слишком велики.

При управлении без разрыва цепи якоря и выполнении условия $T \ll T_M$ ИДПТ можно рассматривать как линейный фильтр нижних частот, который реагирует только на постоянную составляющую импульсов управления ($U_{я ср}$).

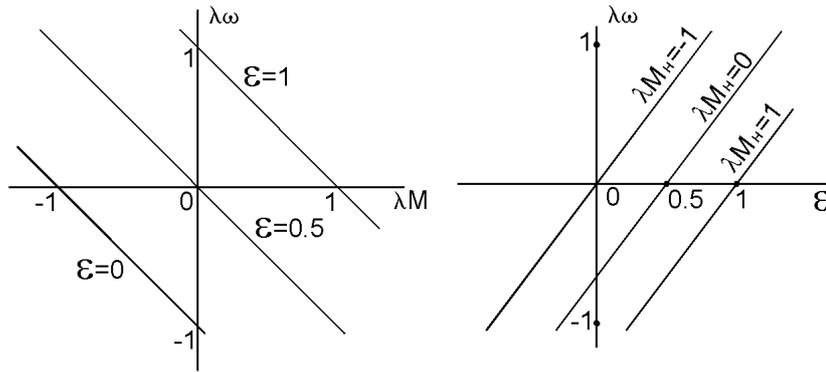


Рис. 5.43

При управлении с разрывом цепи якоря или при динамическом торможении с использованием R_d в цепи якоря система получается нелинейной: во время t_n одни параметры ($R_я$), а во время паузы – другие ($R_я + R_d$ или ∞). В этом случае двигатель нельзя рассматривать как линейный фильтр нижних частот.

5.2.6. Динамические характеристики ИДПТ

Быстродействие ИДПТ определяется электромеханическими процессами, связанными с инерцией якоря и нагрузки, и электромагнитными процессами в якоре, определяемыми электрическими параметрами ($R_я$ и $L_я$).

Дифференциальное уравнение, описывающее работу ИДПТ в динамике, можно получить из уравнения моментов и уравнения ЭДС в цепи якоря.

Уравнение моментов:

$$M_d = M_H + J \frac{d\omega}{dt}. \quad (5.36)$$

Положим, что статический момент нагрузки $M_H = 0$, тогда, учитывая что момент двигателя $M_d = c \Phi_B I_я$, получим:

$$I_{\text{я}} = \frac{J}{c\Phi_{\text{в}}} \frac{d\omega}{dt}. \quad (5.37)$$

Уравнение равновесия ЭДС в цепи якоря:

$$L_{\text{я}} \frac{dI_{\text{я}}}{dt} + R_{\text{я}} I_{\text{я}} + E = U_{\text{я}}. \quad (5.38)$$

Учитывая, что $E = c\Phi_{\text{в}} \omega$, и подставляя (1.36) в (1.37), получим:

$$L_{\text{я}} \frac{J}{c\Phi_{\text{в}}} \frac{d^2\omega}{dt^2} + \frac{R_{\text{я}} J}{c\Phi_{\text{в}}} \frac{d\omega}{dt} + c\Phi_{\text{в}} \omega = U_{\text{я}}. \quad (5.39)$$

Умножая (1.38) на $k_{\text{д}} = 1/(c\Phi_{\text{в}})$, получим:

$$k_{\text{д}}^2 L_{\text{я}} J \frac{d^2\omega}{dt^2} + k_{\text{д}}^2 R_{\text{я}} J \frac{d\omega}{dt} + \omega = k_{\text{д}} U_{\text{я}}. \quad (5.40)$$

Обозначим

$$k_{\text{д}}^2 R_{\text{я}} J = T_{\text{М}}; \quad \frac{L_{\text{я}}}{R_{\text{я}}} = T_{\text{Я}};$$

где $T_{\text{М}}$ - электромеханическая постоянная времени, $T_{\text{Я}}$ - электромагнитная постоянная времени. Уравнение (1.39) примет вид:

$$T_{\text{М}} \cdot T_{\text{Я}} \frac{d^2\omega}{dt^2} + T_{\text{М}} \frac{d\omega}{dt} + \omega = k_{\text{д}} \cdot U_{\text{я}}. \quad (5.41)$$

Передаточная функция ИДПТ, полученная из этого уравнения как отношение изображения по Лапласу выходной величины к изображению входной величины, равна:

$$W(s) = \frac{\Omega(s)}{U_{\text{я}}(s)} = \frac{k_{\text{Д}}}{T_{\text{М}}T_{\text{Я}}s^2 + T_{\text{М}}s + 1}. \quad (5.42)$$

Электромагнитная постоянная времени $T_{\text{Я}}$ значительно меньше электромеханической постоянной времени $T_{\text{М}}$, поэтому во многих случаях ею можно пренебречь. Тогда передаточная функция двигателя будет иметь вид:

$$W(s) = \frac{k_{\text{Д}}}{T_{\text{М}}s + 1}. \quad (5.43)$$

Если в качестве выходной величины считать угол поворота вала двигателя, то передаточная функция двигателя будет такой:

$$W(s) = \frac{k_{\text{Д}}}{s(T_{\text{М}}s + 1)}. \quad (5.44)$$

Передаточные функции (5.42) и (5.43) получены при условии, что используется якорный метод управления. Если используется полюсный метод управления, то добавляется еще инерционность обмотки возбуждения с постоянной времени $T_{\text{В}} = \frac{L_{\text{В}}}{R_{\text{В}}}$, которая существенно больше $T_{\text{Я}}$ и которую необходимо учитывать.

5.2.7. Конструктивные разновидности ИДПТ

ИДПТ могут выполняться с независимым электромагнитным возбуждением и с возбуждением от постоянных магнитов. Якорь двигателя выполняется в виде магнитопроводящего барабана, в пазы которого вложены обмотки, а также в виде полого немагнитного стакана или диска.

Двигатели с барабанным якорем (серия СЛ) принципиально не отличаются от классической машины постоянного тока, описанной выше (см. рис. 5.2). Они характеризуются высоким КПД (от 40 до

70 %), но из-за большой инерционности якоря электромеханическая постоянная времени для двигателей малой мощности $T_M = 0,05 \div \pm 0,15$ с.

Двигатели с возбуждением от постоянных магнитов (серия ДПМ) отличаются по конструкции от предыдущих только тем, что вместо обмоток возбуждения используются постоянные магниты. Якорь такой же, как в предыдущем случае, и характеристики также мало отличаются. Очевидно, что такие двигатели могут использовать только якорное управление.

В двигателях с полым немагнитным ротором (серия ДПР) используется ротор в виде пластмассового стакана 2, в который впрессована обмотка якоря (рис. 5.44). Магнитный поток возбуждения создается внутренним статором 3, который

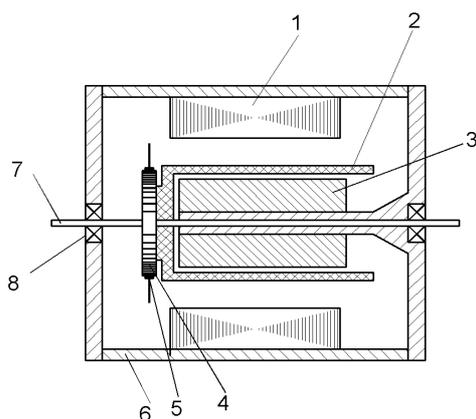


Рис. 5.44

представляет собой цилиндрический постоянный магнит с радиальной намагниченностью. Внешний статор выполнен из магнитомягкого материала и является магнитопроводом. Щетки 5 и коллектор 4 выполнены так же, как в классической машине. Якорь и коллектор насажены на вал 7, который вращается в подшипниках 8. Момент инерции якоря такого двигателя значительно меньше, чем момент инерции якоря барабанного типа.

Внешний и внутренний статоры жестко закреплены в корпусе 6. Постоянные магниты могут быть расположены и на внешнем статоре. Электромеханическая постоянная времени двигателей с полым ротором меньше, чем у двигателей с барабанным якорем и составляет $T_M=0,015\div 0,02$ с.

Двигатели с дисковым якорем (серия ПЯ) выполнены с плоским воздушным зазором (рис. 5.45). Возбуждение двигателя осуществляется постоянными магнитами 1 с полюсными наконечниками 4 из магнитомягкой стали в виде кольцевых сегментов. Магнитный поток проходит аксиально через воздушный зазор и замыкается по кольцам 2 и 3 из магнитомягкой стали. В воздушном зазоре вращается плоский немагнитный диск 5 с нанесенными на его поверхность проводниками. Расположение проводников на диске показано на рис. 5.46. Роль коллектора могут играть неизолированные участки проводников, по которым скользят щетки 6 (см. рис. 5.45). Проводники на диск наносятся фотохимическим способом.

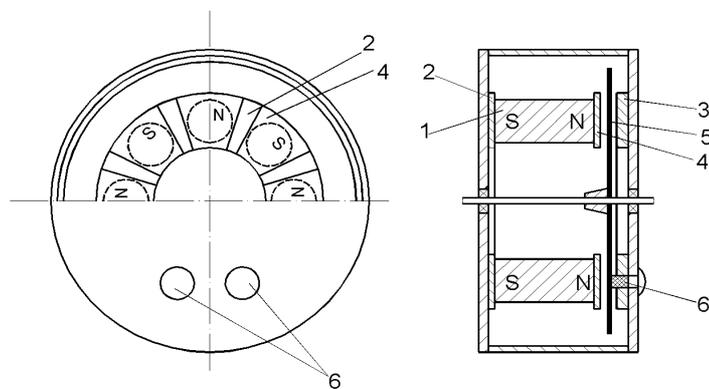


Рис.5.45

На рис. 5.46 показаны также направление токов в проводниках якоря и направление магнитных силовых линий. При прохождении тока по обмотке якоря возникает вращающий момент, направленный в плоскости якоря. Момент инерции дискового якоря

значительно меньше, чем у барабанного, что и является одним из основных преимуществ этого двигателя.

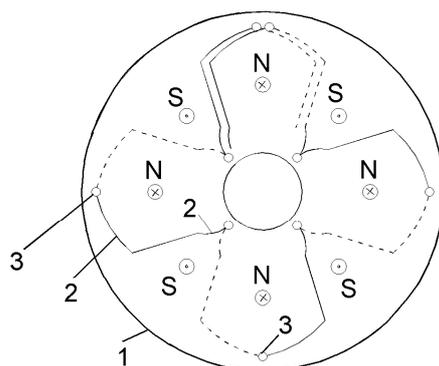


Рис. 5.46

Перечислим кратко основные преимущества двигателей с полым и дисковым якорем:

меньший момент инерции якоря (малая T_M);

малая величина $T_{я}$ (так как мала $L_{я}$);

в магнитопроводе отсутствуют потери на вихревые токи;

отсутствие зубцов якоря уменьшает пульсации момента, что приводит к уменьшению шума двигателя;

из-за уменьшения массы якоря и отсутствия сил притяжения якоря к статору уменьшаются механические потери на трение в подшипниках и напряжение трогания;

технологичность изготовления якоря.

КПД и масса двигателей с полым или дисковым якорем приблизительно такие же, как у двигателей с барабанным якорем.

К недостаткам двигателей с полым и дисковым якорем относятся следующие:

малая долговечность из-за быстрого износа меди печатных проводников в месте установки щеток (для дискового якоря);

меньшая надежность работы при высоких температурах, вибрациях и ударах из-за более высокой вероятности деформации якоря в таких условиях.

Бесконтактные ИДПТ (серия МБ) используют полупроводниковый коммутатор вместо щеточно-коллекторного контакта, выполняющего в двигателе роль коммутатора. Конструкция бесконтактного ИДПТ представлена на рис. 5.47 [4].

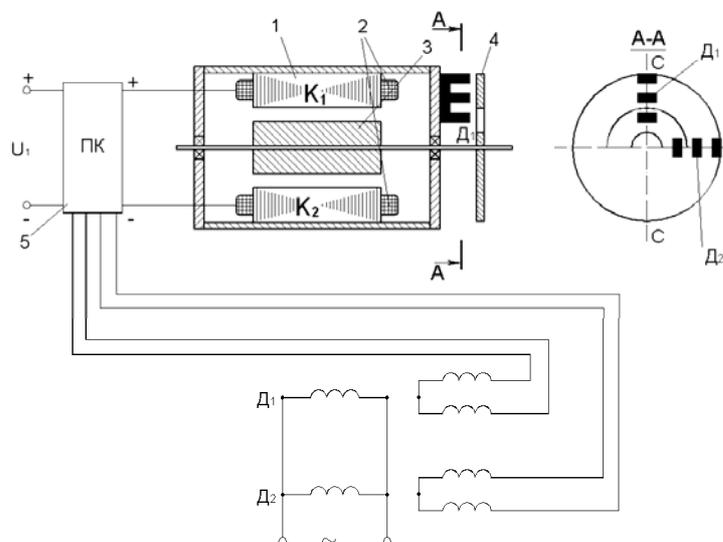


Рис. 5.47

Ротор 3 выполнен в виде постоянного магнита, а статор 1 имеет две катушки 2 которые при протекании по ним тока создают магнитные поля во взаимно перпендикулярных направлениях. Взаимодействие поля статора с полем ротора создает вращающий момент, величина которого пропорциональна синусу угла между направлением магнитных силовых линий ротора и статора ($M=M_m \sin\theta$). На валу ротора насажен ферромагнитный диск 4 с вырезом вдоль окружности на дуге 180°. Два трансформаторных датчика Д₁ и Д₂ выдают сигнал на коммутатор в то время, когда напротив датчика находится прорезь и один из трех стержней датчика не перекрывается диском. По сигналу с датчиков на катушки статора К₁ и К₂ подается напряжение либо одной, либо

противоположной полярности. Таким образом, при вращении ротора через каждые 180° поворота ротора напряжение на катушках изменяется на противоположное. Датчики D_1 и D_2 сдвинуты по окружности относительно друг друга на 90° , поэтому и сигналы на катушках K_1 и K_2 будут сдвинуты на 90° . Направления магнитных потоков Φ_1 и Φ_2 , создаваемых катушками K_1 и K_2 , и суммарного потока Φ через каждые 90° угла поворота ротора показаны на рис. 5.48. Из рисунка видно, что вектор суммарного магнитного поля изменяет свое направление скачками при повороте ротора через каждые 90° .

При правильном расположении датчиков переключение одной из катушек статора происходит в момент, когда угол между вектором поля ротора и вектором поля статора $\theta = 45^\circ$. При переключении катушек он изменяется на 90° и становится равным 135° . Таким образом, вращающий момент двигателя будет изменяться в пределах $0,7 \div 1,0 M_m$, т.е. будет пульсировать в значительных пределах. Для уменьшения пульсации вращающего момента нужно увеличивать количество катушек и, соответственно, датчиков положения ротора (обычно не более $3 \div 4$).

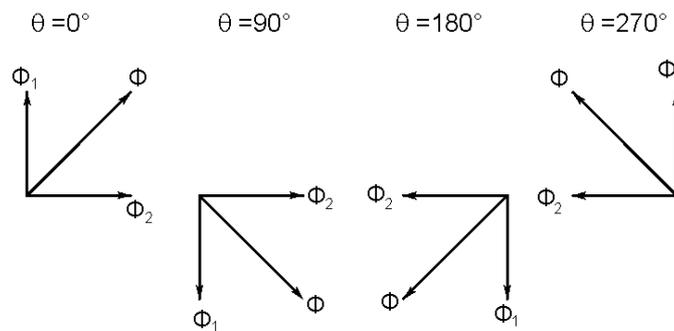


Рис. 5.48

В описанной конструкции катушки статора выполняют такую же роль, как обмотки якоря в классической машине, поэтому бесконтактные двигатели называют обращенными машинами (ротор и статор поменялись ролями). Частота переключения

катушек статора определяется угловой скоростью ротора, поэтому бесконтактный двигатель постоянного тока в основном сохраняет характеристики коллекторного двигателя постоянного тока с независимым возбуждением.

Замена щеточно-коллекторного контакта полупроводниковым коммутатором увеличивает надежность и долговечность двигателя. Он создает меньше радиопомех по сравнению с коллекторным двигателем.

5.2.8. Универсальные коллекторные двигатели

Универсальные коллекторные двигатели (УКД) могут работать как от сети постоянного тока, так и от сети переменного тока. Конструкция УКД принципиально не отличается от конструкции коллекторного двигателя постоянного тока. Однако для уменьшения потерь из-за вихревых токов в магнитопроводе статор и ротор выполняются шихтованными, т. е. набираются из тонких изолированных пластин. Кроме того, обмотки возбуждения выполняются с отводами для того, чтобы иметь возможность уменьшать количество витков обмотки возбуждения (и следовательно L_B) при работе от сети переменного тока. Таким образом удастся сблизить рабочие характеристики двигателя при работе от сетей постоянного и переменного тока. УКД может быть выполнен с независимым (рис. 5.49, а), параллельным (рис. 5.49, б) и последовательным (рис. 5.49, в) возбуждением.

Работа УКД на переменном токе имеет ряд особенностей, которые отличают ее от работы на постоянном токе.

1. При работе УКД от сети переменного тока ток якоря и магнитный поток возбуждения изменяются по синусоидальному закону, причем в общем случае они сдвинуты по фазе:

$$I_A = I_{Am} \sin(\omega_c t + \varphi); \quad \Phi_B = \Phi_{Bm} \sin \omega_c t,$$

где ω_c – частота сети; φ – сдвиг по фазе между током якоря и током возбуждения.

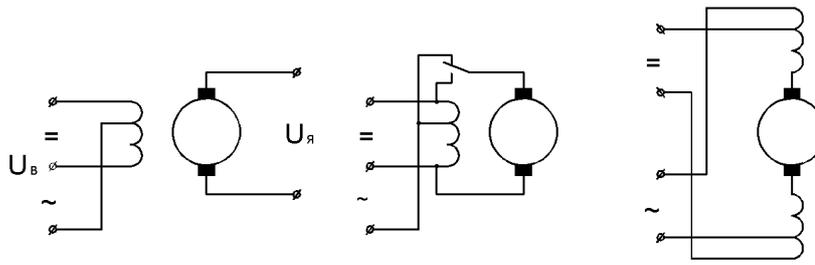


Рис. 5.49

Значение вращающего момента двигателя определяется выражением:

$$M_{\text{д}} = c\Phi_{\text{в}}I_{\text{я}} = 0,5c\Phi_{\text{вм}}I_{\text{ям}}[\cos\varphi - \cos(2\omega_c t + \varphi)]. \quad (5.45)$$

На рис. 5.50 показано изменение $I_{\text{я}}, \Phi_{\text{в}}, M_{\text{д}}$ во времени. Из рисунка видно, что большую часть периода направление вращающего момента $M_{\text{д}}$ не изменяется, так как ток якоря и магнитный поток возбуждения одновременно изменяют направление. Однако из-за сдвига фаз φ между током якоря и потоком возбуждения в некоторые моменты $M_{\text{д}}$ становится отрицательным, т.е. тормозит вращение якоря. При значительном моменте инерции якоря непостоянство вращающего момента на работу двигателя практически не влияет.

Среднее значение вращающего момента получим, проинтегрировав выражение (5.45) за половину периода:

$$M_{\text{ср}} = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} M_{\text{д}} dt = c\Phi_{\text{вм}}I_{\text{ям}} \cos\varphi. \quad (5.46)$$

Из полученного выражения видно, что наибольший вращающий момент имеет место при $\varphi = 0$. В двигателе с параллельным и независимым возбуждением этого можно достичь применением

фазосдвигающих цепей. В двигателе с последовательным возбуждением по обмотке возбуждения и по якорю протекает один и тот же ток, поэтому условие $\varphi = 0$ выполняется автоматически.

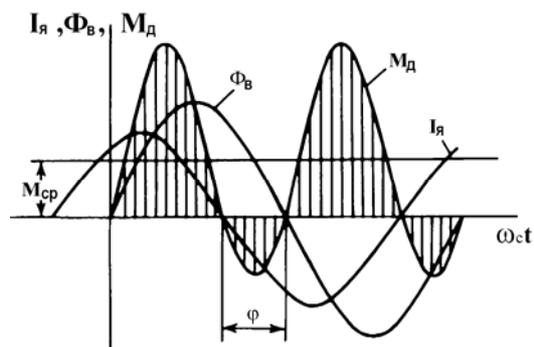


Рис. 5.50

В настоящее время УКД выполняют только с последовательным возбуждением, причем обмотка возбуждения делится на две части, включаемые с разных сторон якоря (см. рис. 5.49, в). Такое включение позволяет уменьшить радиопомехи из-за искрения щеточно-коллекторного контакта.

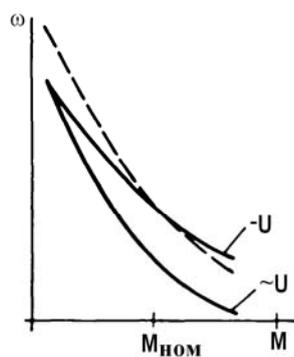


Рис. 5.51

2. Характеристики УКД при питании от сети переменного тока хуже, чем при питании от сети постоянного тока. Причина заключается в том, что при работе на переменном токе сказывается влияние $L_{\text{я}}$ и $L_{\text{в}}$, поэтому механическая характеристика становится более мягкой, особенно при больших нагрузках (рис. 5.51).

Уменьшение числа витков обмотки возбуждения увеличивает ток, протекающий по якорю и обмотке возбуждения. При этом поток возбуждения изменяется незначительно, так как основное сопротивление цепи при последовательном возбуждении составляет индуктивное сопротивление обмотки возбуждения $L_{\text{в}}$. Поэтому уменьшение числа витков обмотки возбуждения компенсируется почти пропорциональным увеличением тока. Механическая характеристика при этом приподнимается, не меняя своей жесткости (пунктирная линия на рис. 5.51). Таким образом, достигается наибольшее сближение характеристик при номинальной нагрузке.

КПД двигателя при работе от сети переменного тока меньше, чем при работе на постоянном токе за счет потерь в стали.

3. При работе УКД от сети переменного тока существенно ухудшается коммутация и усиливается искрение под щетками. Это объясняется тем, что катушка, замыкаемая щеткой, пронизывается переменным потоком возбуждения, и в ней наводится трансформаторная ЭДС и, следовательно, при замыкании возникают значительные токи и искрения. Это ограничивает применение УКД в автоматических системах.

УКД достаточно широко распространены в бытовой технике благодаря ряду положительных качеств:

УКД работают от источников постоянного и переменного токов; при работе от любого из источников позволяют регулировать скорость в широких пределах (как ИДПТ);

позволяют получать на промышленной частоте весьма высокую угловую скорость вращения якоря (до 2000 рад/с), что невозможно при использовании синхронных и асинхронных двигателей.

5.3. Асинхронные двигатели

5.3.1. Принцип действия асинхронного двигателя

Необходимым условием реализации асинхронного двигателя (АСД) является наличие вращающегося магнитного поля. Вектор магнитного потока Φ поворачивается и описывает своим концом круг или эллипс. Ротор АСД выполняется короткозамкнутым, например в виде «беличьей клетки» (рис. 5.52). В нем наводится ЭДС и течет ток, который взаимодействует с вращающимся магнитным полем. Возникающий при этом момент поворачивает ротор вслед за магнитным полем.

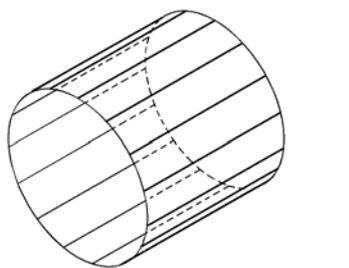


Рис. 5.52

Для получения вращающегося магнитного поля необходимо иметь по крайней мере две обмотки возбуждения или две фазы. На рис. 5.53 условно показаны две обмотки (фазы) АСД, расположенные в пространстве под углом $\beta = 90^\circ$. На обмотки подаются переменные напряжения, сдвинутые по фазе на угол $\varphi = 90^\circ$ (рис. 5.54, а). На рис. 5.54, б показано положение суммарного вектора магнитного потока в пространстве в различные моменты времени. Очевидно, что за один период питающего напряжения вектор магнитного потока повернется на 2π радиан, т.е. он будет вращаться с частотой сети ω_c .

Из этих рассуждений можно сделать следующие выводы:

угловая скорость вращения магнитного поля ω_Φ равна частоте питающей сети ω_C ;

ω_Φ не зависит от амплитуды напряжения питающей сети U_m ;

направление вращения поля определяется последовательностью фаз. Для изменения направления вращения нужно поменять местами фазы I и II.

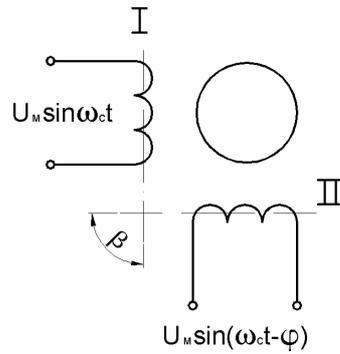


Рис. 5.53

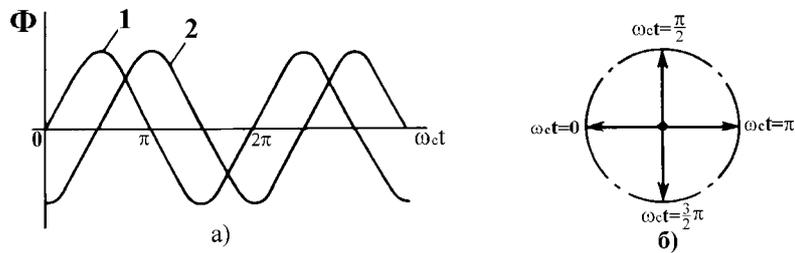


Рис. 5.54

Количество фаз возбуждения n может быть и более двух. Условие получения кругового магнитного поля для $n > 2$ записывается в виде:

- 1) $\Phi_{m1} = \Phi_{m2} = \dots = \Phi_{mn}$;
 - 2) $\varphi_{n-1,n} = \frac{2\pi}{n}$;
 - 3) $\beta_{n-1,n} = \frac{2\pi}{n}$,
- (5.47)

где Φ_{mn} – амплитуда магнитного потока от n -й фазы; $\varphi_{n-1,n}$ – сдвиг фаз напряжений, питающих $(n-1)$ -ую и n -ую фазу (обмотку возбуждения); $\beta_{n-1,n}$ – пространственный сдвиг между $(n-1)$ -й и n -й фазами (обмотками возбуждения).

Данное условие не выполняется только для двухфазного двигателя ($n = 2$). В этом случае в формулы (5.47) нужно подставлять $n = 4$.

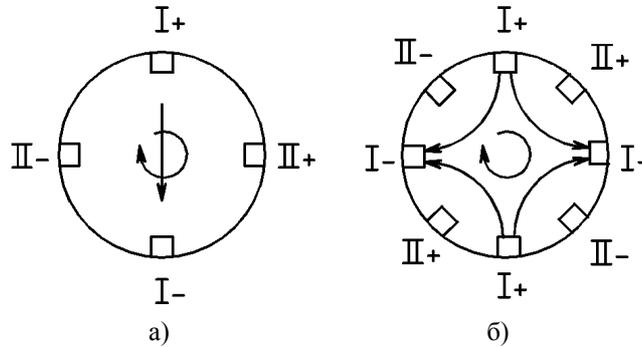


Рис. 5.55

В рассмотренном выше двухфазном двигателе мы предполагали, что каждая фаза имеет одну пару полюсов ($p = 1$). Расположение полюсов для этого случая показано на рис. 5.55, а. Однако количество пар полюсов p может быть большим. Так при $p = 2$ для двухфазного АСД расположение полюсов и направление магнитных силовых линий будет таким, как показано на рис. 5.55, б. При этом магнитное поле за один период питающей сети повернется на 180° , т. е. фазовая скорость вращения магнитного поля ω_Φ будет в два раза меньше, чем ω_c . В общем случае $\omega_\Phi = \frac{\omega_c}{p}$.

5.3.2. Структурная схема АСД

Структурная схема АСД представлена на рис. 5.56. На рисунке приняты следующие обозначения:

n – число фаз возбуждения;

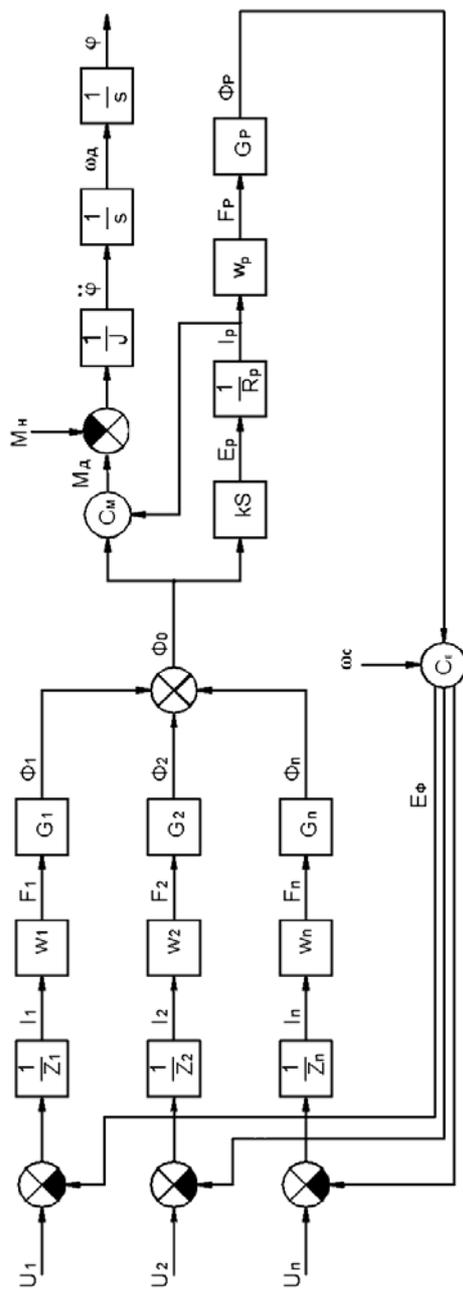


Рис. 5.56

U_i – напряжение, подаваемое на i -ю фазу; $U_i = U_m \sin(\omega_c t - \varphi_i)$;
 φ_i – сдвиг фазы питающего напряжения для i -й фазы (обмотки);
 Z_i – полное сопротивление i -й фазы;
 I_i – ток в i -й фазе;
 w_i – число витков в обмотке i -й фазы;
 F_i – намагничивающая сила i -й фазы;
 G_i – магнитная проводимость для i -й фазы;
 Φ_i – магнитный поток для i -й фазы;
 Φ_0 – суммарный магнитный поток от всех фаз – вращающееся магнитное поле с частотой ω_Φ ;

$$S - \text{скольжение}; S = \frac{\omega_\Phi - \omega_d}{\omega_\Phi} \quad \text{или} \quad S = \frac{\omega_c - \omega_d}{\omega_c} \quad \text{при} \quad p = 1;$$

K – конструктивный коэффициент;
 E_p – ЭДС ротора;
 R_p – активное сопротивление ротора;
 I_p – ток ротора;
 F_p – намагничивающая сила ротора;
 Φ_p – магнитный поток ротора из-за тока I_p ;
 w_p – число витков ротора (обычно 1);
 G_p – магнитная проводимость для потока Φ_p ;
 ω_d – угловая скорость вращения ротора;
 E_Φ – ЭДС, возникающая в обмотках статора (фазах) от магнитного поля ротора.

Остальные обозначения аналогичны обозначениям на структурной схеме ИДПТ (см. рис. 5.3).

На фазы АСД подаются переменные напряжения, сдвинутые на угол φ_i . При симметричности фаз и выполнении условий (5.47) переменные магнитные потоки Φ_i в сумме дают вращающееся круговое поле с магнитным потоком Φ_0 , который наводит в роторе ЭДС E_p . По проводникам ротора протекает ток I_p , который взаимодействует с магнитным полем, в результате чего создается вращающий момент M_d . Для объяснения возникновения момента M_d обратимся к рис. 5.57. На рис. 5.57, а изображен разрез ротора типа «беличьей клетки» и магнитный поток Φ_0 . Вектор Φ_0 вращается с угловой скоростью ω_c (считаем $p = 1$) по часовой

стрелке. Ротор вращается со скоростью $\omega_D < \omega_C$ в том же направлении. Относительно вектора Φ_0 он вращается со скоростью $\Delta\omega = \omega_C - \omega_D$ в обратном направлении (против часовой стрелки).

Ротор можно представить в виде отдельных замкнутых рамок (рис.5.57, а). При повороте ротора относительно магнитного поля изменяется магнитный поток, пронизывающий рамки, в них возникает ЭДС и ток, условно показанный острием и оперением стрелы. Вращающие моменты, которые создаются каждой рамкой, в сумме дают вращающий момент M_D , направленный в сторону вращения магнитного поля. На рис. 5.57, б тот же ротор представлен в виде отдельных рамок, расположенных под разными углами. Однако ход рассуждений от этого не изменяется, и мы приходим к тому же результату.

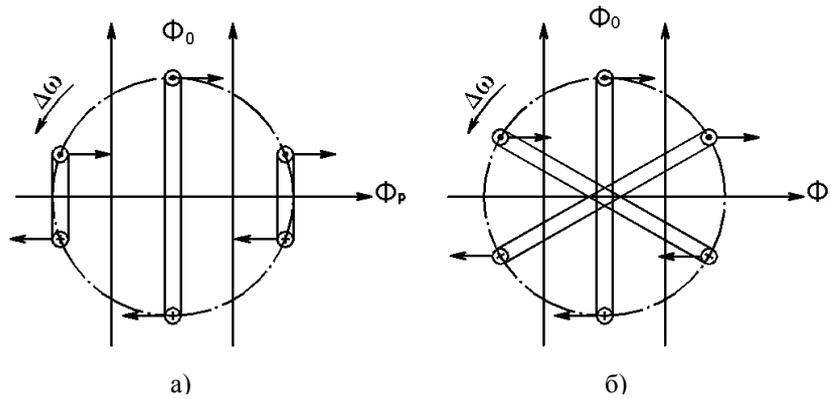


Рис. 5.57

Из рис. 5.57 видно, что из-за токов в роторе возникает магнитный поток ротора Φ_r , который вращается в направлении вращения поля с той же угловой скоростью ω_C . В обмотках статора (фазах) наводится ЭДС E_Φ , пропорциональная потоку Φ_r , частоте ω_C и конструктивному коэффициенту c_E , учитывающему такие параметры, как число витков в обмотках статора, геометрические размеры и т.п. Применительно к структурной схеме АСД $c_E \neq c_M$, так как они относятся к разным частям конструкции АСД в отличие

от ИДПТ, где подобные коэффициенты учитывали конструктивные особенности одной детали – якоря ИДПТ.

ЭДС E_{ϕ} , возникающая в обмотках возбуждения (фазах), сдвинута по фазе относительно напряжения, подаваемого на эту обмотку, поэтому знак суммирования следует понимать условно, с учетом этого сдвига фаз. При этом следует иметь ввиду, что при $\omega_c = \omega_d$ $E_{\phi} = 0$, так как ротор неподвижен относительно вращающегося поля и ЭДС в роторе не возникает.

5.3.3. Схема замещения асинхронного двигателя

Схема замещения АСД имеет много общего со схемой замещения трансформатора. Если обмотки возбуждения (фазы) АСД считать первичной обмоткой трансформатора, то ротор можно считать вторичной обмоткой трансформатора, связанной с первичной через магнитный поток.

Прежде чем перейти к схеме замещения АСД в целом, рассмотрим схему замещения ротора [6]. В заторможенном состоянии (ротор неподвижен, $S = 1$) АСД эквивалентен трансформатору, у которого вторичная обмотка (ротор) замкнута, и вся энергия выделяется на активном сопротивлении ротора R_2 (рис. 5.58, а). ЭДС E , наводимая в роторе, и индуктивное сопротивление рассеяния ротора X_{20} пропорциональны скорости вращения вектора магнитного поля ω_c (считаем $p=1$).

Если ротор вращается со скоростью ω_d , магнитное поле вращается относительно ротора со скоростью $\omega_c - \omega_d$, и, соответственно, значение ЭДС и индуктивное сопротивление рассеяния будут равны:

$$E_p = E_{p0} \frac{\omega_c - \omega_d}{\omega_c} = E_{p0} S; \quad X_2 = X_{20} S.$$

Этим выражениям соответствует схема на рис. 5.58, б.

Ток ротора I_2 , будет равен:

$$I_2 = \frac{E_{p0} S}{\sqrt{R_2^2 + X_{20}^2 S^2}}.$$

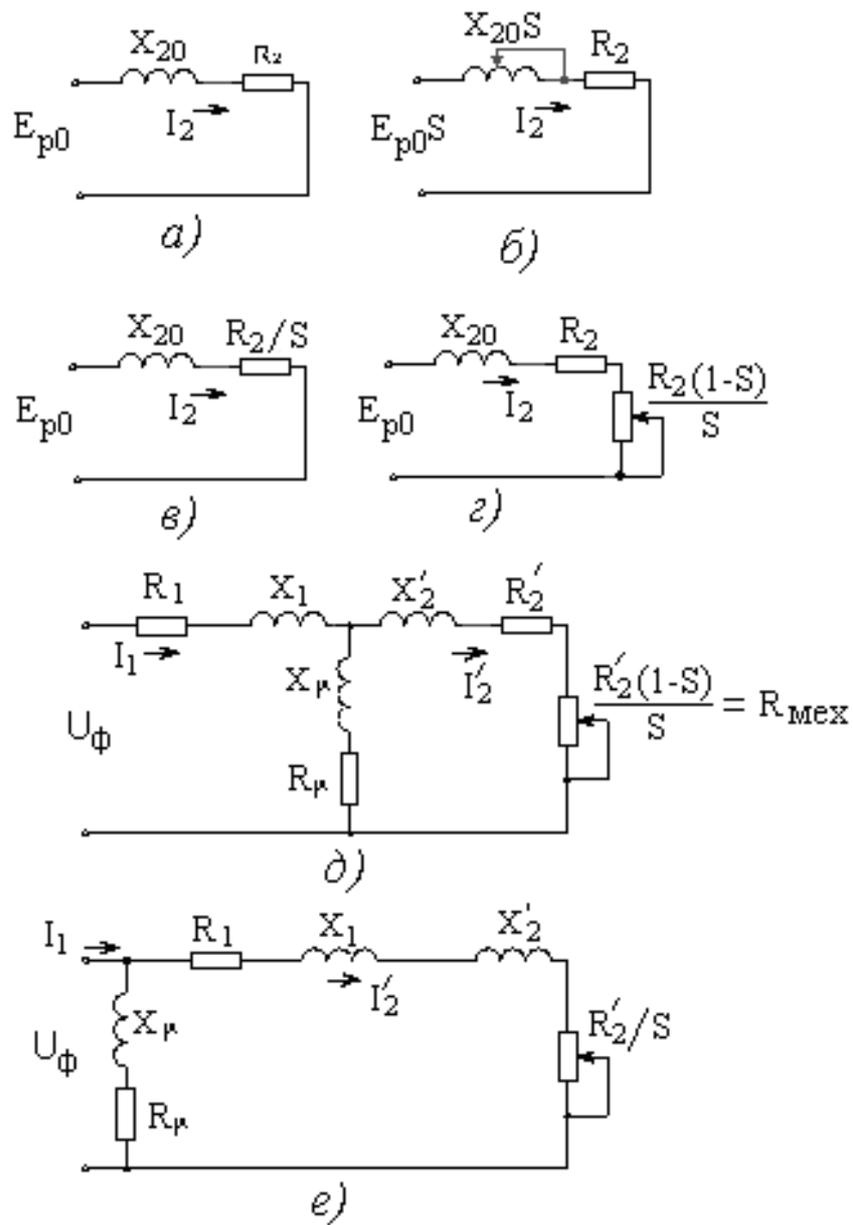


Рис. 5.58

Учитывая, что скольжение S присутствует и в числителе, и в знаменателе, полученное выражение можно переписать так:

$$I_2 = \frac{E_{P0}}{\sqrt{R_2^2 / S^2 + X_{20}^2}}.$$

Этому выражению будет соответствовать схема, приведенная на рис. 5.58, в.

Сопротивление R_2/S можно представить в виде суммы:

$$\frac{R_2}{S} = R_2 + R_2 \frac{1-S}{S}.$$

Тогда схему замещения можно представить в виде, приведенном на рис. 5.58, з.

Сравнивая схему замещения для неподвижного ротора (рис. 5.58, а) и схему замещения для вращающегося ротора (рис. 5.58, з), мы видим, что они отличаются только наличием фиктивного сопротивления $R_2 \frac{1-S}{S}$ в схеме для вращающегося ротора, которое отражает потери на механическую мощность $P_{\text{мех}}$. Таким образом:

$$P_{\text{мех}} = I_2^2 R_2 \frac{1-S}{S}.$$

С другой стороны, механическую мощность на валу ротора можно выразить через момент M и скорость вращения ω_d :

$$P_{\text{мех}} = M\omega_d = I_2^2 R_2 \frac{1-S}{S}.$$

Подставив $S = \frac{\omega_c - \omega_d}{\omega_c}$, получим:

$$M(\omega_c - \omega_d) = I_2^2 R_2 \quad \text{или} \quad M\omega_c S = I_2^2 R_2.$$

Это выражение следует понимать как уменьшение механической мощности на валу двигателя из-за потерь мощности на активном сопротивлении ротора R_2' . В теории электрических машин это выражение известно как выражение потерь [5].

Теперь рассмотрим схему замещения АСД в целом. При

симметричности обмоток двигателя достаточно рассмотреть схему замещения для одной фазы (рис. 5.58, д). На схеме приняты следующие обозначения:

U_{ϕ} – напряжение на фазе двигателя;

R_1 – активное сопротивление обмотки статора (фазы);

X_1 – индуктивное сопротивление, соответствующее потоку рассеяния обмотки статора;

X_{μ} – индуктивное сопротивление, соответствующее магнитному потоку взаимоиנדукции статора и ротора;

R_{μ} – активное сопротивление, соответствующее потерям в магнитной цепи (переманчивание, вихревые токи);

X_2' – приведенное индуктивное сопротивление, соответствующее потокам рассеяния ротора;

R_2' – приведенное активное сопротивление ротора;

$R_{\text{мех}}$ – фиктивное сопротивление, отражающее потери на механическую мощность;

I_1 – ток в обмотке возбуждения (фазе);

I_2' – приведенное значение тока в роторе.

5.3.4. Механические характеристики асинхронного двигателя.

Для вывода выражения вращающего момента произведем упрощение в схеме замещения: потери в магнитопроводе представим так, как это показано на рис. 5.58, е.

Момент асинхронного двигателя может быть определен из выражения потерь:

$$M(\omega_c - \omega_d) = n(I_2')^2 R_2',$$

где n – число фаз двигателя. Из приведенного выражения получим вращающий момент двигателя:

$$M = \frac{n(I_2')^2 R_2'}{\omega_c S}. \quad (5.48)$$

В соответствии с упрощенной схемой замещения (рис. 5.58, е) можно записать:

$$I_2' = \frac{U_\phi}{\sqrt{(R_1 + \frac{R_2'}{S})^2 + (X_1 + X_2')^2}} \quad (5.49)$$

Подставляя (5.49) в (5.48), получим:

$$M = \frac{nU_\phi^2 R_2'}{\omega_c [(R_1 + \frac{R_2'}{S})^2 + (X_1 + X_2')^2] S} \quad (5.50)$$

Зависимость (5.50) имеет два максимума (рис. 5.58, а): один в генераторном режиме ($\omega_d > \omega_c$), другой – в двигательном ($\omega_d < \omega_c$).

Полагая $\frac{dM}{dS} = 0$, определяем значение критического скольжения $S_{кр}$, при котором двигатель развивает максимальный момент:

$$S_{кр} = \pm \frac{R_2'}{\sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_2')^2}} \quad (5.51)$$

Подставляя $S_{кр}$ в (5.50), находим выражение для максимального момента:

$$M_{макс} = \frac{nU_\phi^2}{2\omega_c [R_1 \pm \sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_2')^2}]} \quad (5.52)$$

Знак «+» в равенствах (5.51) и (5.52) относится к двигательному режиму, знак «-» – к генераторному.

Механическая характеристика АСД общего применения (не исполнительного двигателя) приведена на рис. 5.59, а. Устойчивая работа такого двигателя обеспечивается в диапазоне скольжений от 0 до $S_{кр}$. Неустойчивый участок характеристики показан пунктиром. Такой вид характеристики соответствует малой величине критического скольжения $S_{кр} < 1$. Величина пускового момента $M_{п}$ у таких двигателей существенно меньше максимального $M_{макс}$.

Для получения устойчивой работы двигателя в диапазоне угловых скоростей от 0 до ω_c используются АСД с величиной $S_{кр} > 1$. Механическая характеристика такого двигателя приведена на рис. 5.59, б. При этом рабочий участок характеристики (от 0 до ω_c)

получается почти таким же, как у ИДПТ, за исключением некоторой нелинейности.

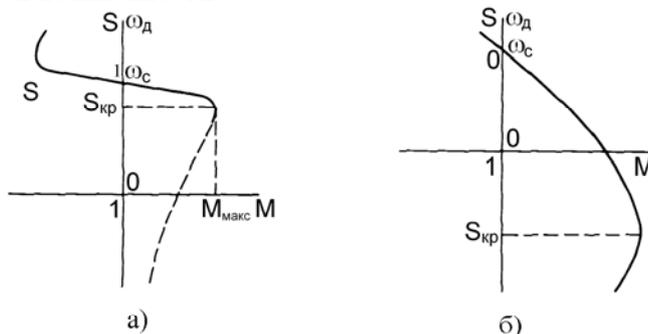


Рис. 5.59

Величина $S_{кр}$ пропорциональна активному сопротивлению ротора (5.51).

В качестве исполнительных АСД используются двигатели с большим $S_{кр} = 2 \div 4$. Для АСД с $S_{кр} > 1$ пусковой момент максимален в рабочем диапазоне скоростей (как у ИДПТ).

5.3.5. Методы управления АСД при круговом поле

Амплитудный метод управления. При этом методе управления изменяется амплитуда напряжения на всех фазах двигателя одновременно. При этом выполняются все условия существования кругового поля (5.47). Схема управления для трехфазного двигателя приведена на рис. 5.60.

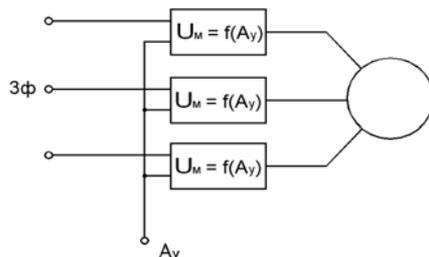


Рис.5.60

При изменении амплитуды питающих напряжений U_m максимальный момент M_{\max} изменяется пропорционально U_m^2 , что следует из выражения (5.50). Тогда семейство механических характеристик для различных U_m и $S_{кр} < 1$ будет иметь вид, показанный на рис. 5.61, а. $S_{кр}$ при этом не изменяется, так как основные параметры, от которых оно зависит (5.51), не изменяются. Все характеристики имеют одну общую точку $\omega = \omega_c$, $M = 0$. Она соответствует холостому ходу, когда ротор вращается со скоростью магнитного поля.

По семейству механических характеристик можно построить регулировочную характеристику для заданного момента нагрузки. На рис. 5.61, б изображены регулировочные характеристики для $M = 0$ и $M_1 > 0$. Из рисунка видно, что на холостом ходу скорость

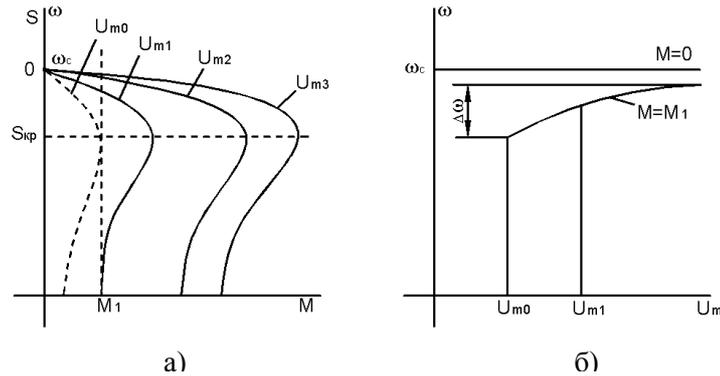


Рис. 6.61

АСД не регулируется данным методом, а при наличии момента нагрузки регулировочная характеристика нелинейна, имеет зону нечувствительности и гистерезис. Регулирование скорости возможно в небольшом диапазоне $\Delta\omega$.

На рис. 5.62 а приведены механические характеристики АСД при $S_{кр} > 1$, а на рис. 5.62, б – регулировочные характеристики. Как и в предыдущем случае, на холостом ходу скорость не регулируется, имеется зона нечувствительности при $M > 0$. Однако регулировочная характеристика имеет плавный вид и обеспечивает регулирование скорости в большом диапазоне, начиная от 0.

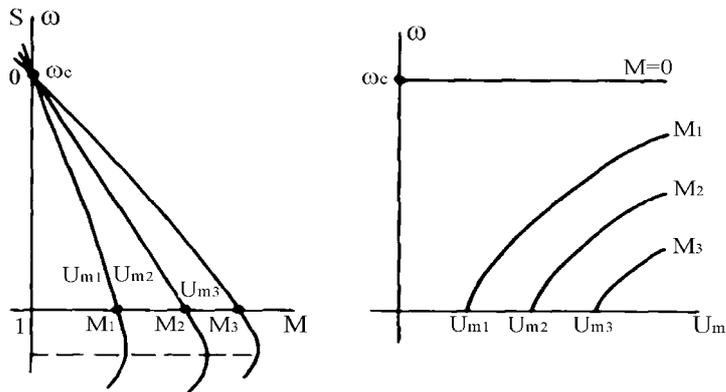


Рис. 5.62

Частотный метод управления. Управляющее устройство должно обеспечить изменение частоты ω_c питающих напряжений при сохранении условий существования кругового поля (5.47). Схема метода представлена на рис. 5.63.

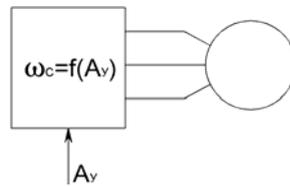


Рис. 5.63

При изменении частоты питающих напряжений ω_c нужно иметь ввиду следующее:

- 1) $\omega_{xx} = \omega_c$, поэтому с ростом ω_c механические характеристики будут подниматься;
- 2) $S_{кр}$ в соответствии с выражением (5.51) будет уменьшаться с ростом ω_c (так как увеличиваются индуктивные сопротивления X_1 и X_2');
- 3) из анализа выражения (5.52) максимальный момент M_{\max} обратно пропорционален ω_c^2 (при условии $R_1 < (X_1 + X_2')$).

На рис. 5.64, а представлено семейство механических

характеристик, а на рис. 5.64, б – регулировочных характеристик при частотном методе управления.

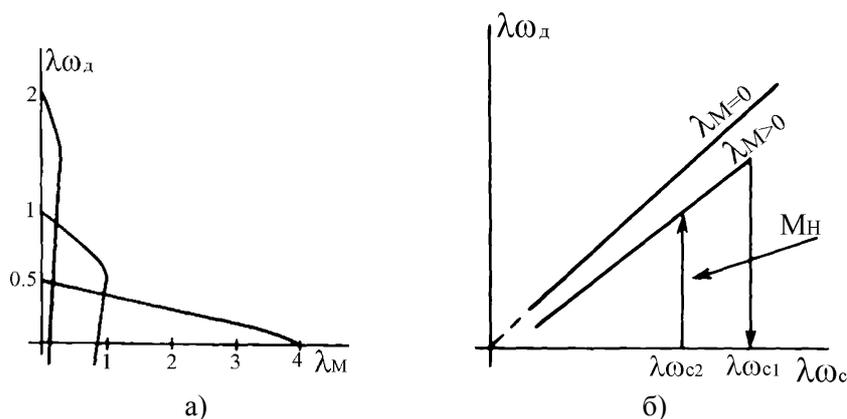


Рис. 5.64

Характеристики приведены в относительных единицах:
 $\lambda\omega = \frac{\omega}{\omega_{ном}}$; $\lambda M = \frac{M}{M_{макс}}$ (или $\lambda M = \frac{M}{M_{п}}$ при $S_{кр} > 1$).

Регулировочные характеристики линейны, однако регулирование скорости, начиная от 0, затруднительно из-за сложности получения малых частот. Кроме того, с ростом ω_c уменьшается $M_{макс}$, что может привести к остановке двигателя при некоторой частоте ω_{c1} . Если после этого уменьшать частоту ω_c , то двигатель начнет вращаться при частоте ω_{c2} , когда пусковой момент сравняется с моментом нагрузки.

Амплитудно-частотный метод управления. При этом методе управления одновременно изменяются амплитуда и частота напряжений на фазах двигателя таким образом, что отношение $\frac{U_m}{\omega_c}$ остается постоянным. Следовательно, остается постоянным и значение максимального момента $M_{макс}$, которое пропорционально

отношению $\frac{U_m^2}{\omega_c^2}$. Схема метода приведена на рис. 5.65.

Управляющее устройство обеспечивает такое управление.

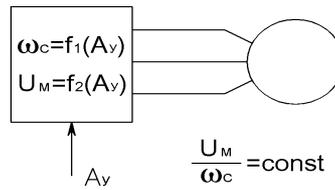


Рис. 5.65

Механические характеристики приведены на рис. 5.66, а, а регулировочные – на рис. 5.66, б.

Следует отметить, что жесткость механических характеристик не изменяется, а регулировочные характеристики практически линейны, и коэффициент передачи двигателя постоянен.

Недостатком метода является сложность реализации устройства управления, которое является даже более сложным, чем при частотном методе управления.

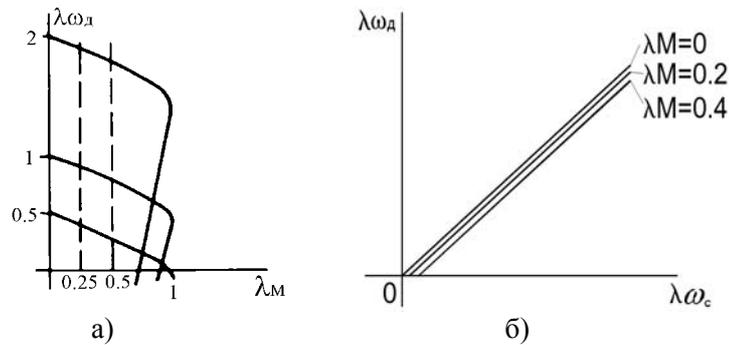


Рис. 5.66

5.3.6. Методы управления АСД при эллиптическом поле

При нарушении одного из условий (5.47) существования кругового поля возбуждения, поле будет эллиптическим, т. е. конец

вектора магнитного потока Φ_0 будет описывать эллипс за один период питающего напряжения (при $p = 1$). Пульсирующее поле и круговое поле являются лишь частными случаями эллиптического поля.

Методика получения механических характеристик при эллиптическом поле графическим методом состоит в том, что оно представляется в виде суммы двух круговых полей, вращающихся одно со скоростью ω_c , а другое – со скоростью $-\omega_c$, т.е. в обратном направлении (рис. 5.67). При известном значении полуосей эллипса a и b радиус поля прямой последовательности $R_1 = \frac{a+b}{2}$,

а радиус поля обратной последовательности $R_2 = \frac{a-b}{2}$.

Скольжение ротора относительно поля прямой последовательности $S_{пр}$ будет отличаться от скольжения ротора относительно поля обратной последовательности $S_{обр}$, но при этом очевидно, что $S_{пр} + S_{обр} = 2$. Зная радиусы R_1 и R_2 (фактически они отражают величину круговых магнитных полей прямой и обратной последовательности), можно построить механические характеристики АСД для каждого поля в отдельности, а затем с помощью графического суммирования определить результирующую характеристику для эллиптического поля. При построении характеристик этим методом должна быть известна механическая характеристика для номинальных напряжений на фазах АСД.

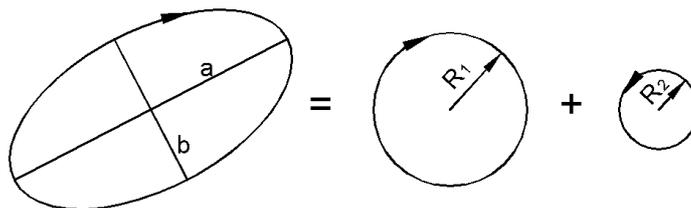


Рис. 5.67

Амплитудный метод управления. Рассмотрим этот метод на примере управления скоростью двухфазного АСД. На обмотку возбуждения ОВ подается переменное напряжение неизменной

амплитуды U_{mB} . На обмотку управления ОУ подается напряжение той же частоты, сдвинутое по фазе на 90° относительно напряжения на ОВ. При наличии трехфазной цепи сдвиг фаз на 90° легко осуществить, если на одну обмотку подавать фазное напряжение, а на другую – линейное, как это показано на рис. 5.68, а.

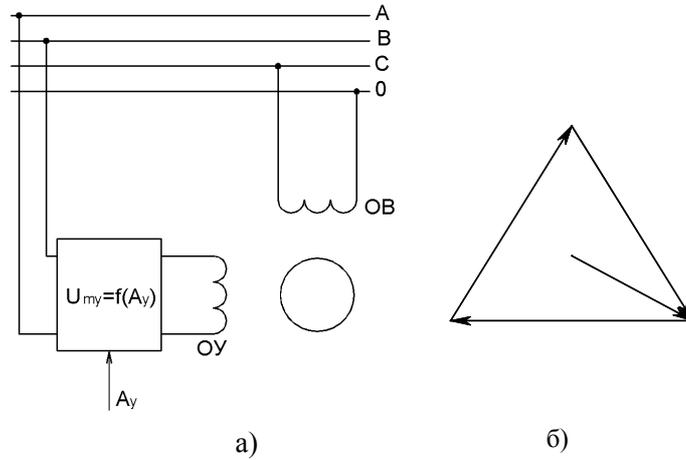


Рис. 5.68

Из векторной диаграммы напряжений (рис. 5.68, б) видно, что $AB \perp OC$, т.е. сдвиг фаз на 90° осуществляется автоматически. При питании от однофазной сети необходимо использовать специальное фазосдвигающее устройство.

Амплитуда напряжения на обмотке управления $U_{m\gamma}$ изменяется в зависимости от величины управляющего сигнала A_{ϕ} . При изменении амплитуды управляющего напряжения $U_{m\gamma}$ форма эллипса, который описывает вектор магнитного потока, будет изменяться от пульсирующего ($U_{m\gamma} = 0$) до кругового ($U_{m\gamma} = U_{mB}$) или эллиптического ($U_{m\gamma} \neq U_{mB}$), как показано на рис. 5.69.

$$\text{Введем относительные величины: } \lambda_{\gamma} = \frac{U_{m\gamma}}{U_{mB}}; \lambda\omega = \frac{\omega_D}{\omega_C};$$

$$\lambda M = \frac{M}{M_{\Pi}}. \text{ В последнем выражении } M_{\Pi} \text{ – пусковой момент для}$$

двигателей с $S_{кр} > 1$. Если $S_{кр} < 1$, то вместо M_{Π} принимается M_{\max} .

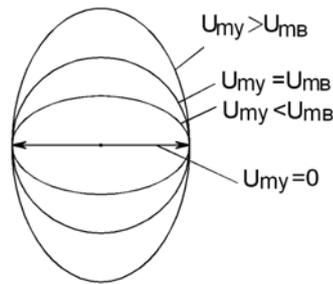


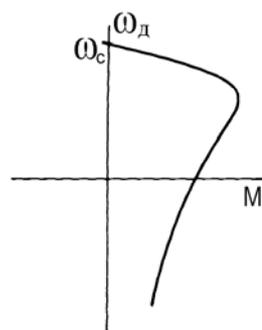
Рис. 5.69

Построим механические и регулировочные характеристики для АСД с $S_{кр} < 1$. Если механическая характеристика для номинальных напряжений на обмотках $U_{m\gamma} = U_{mB} = U_{ном}$ известна (например, рис. 5.70, а), то механическую характеристику для произвольных напряжений (при круговом поле) можно получить из номинальной, изменяя масштаб вдоль оси M пропорционально отношению $\frac{U^2}{U_{ном}^2}$.

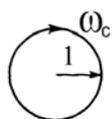
1. Пусть $U_{m\gamma} = 0$ ($\lambda_\gamma = 0$). Поле возбуждения будет пульсирующим. Примем амплитуду пульсирующего магнитного потока при номинальном напряжении на обмотке возбуждения U_{mB} за 1. В этом случае амплитуда полей прямой и обратной последовательностей будут равны $R_1 = R_2 = 0,5$. Механические характеристики для каждого из круговых полей и результирующая приведены на рис. 5.70, б.

Для получения результирующей характеристики суммируются моменты от каждого из двух круговых полей. Из характеристики видно, что при $\omega = 0$ пусковой момент равен нулю. Однако если двигателю придать некоторую угловую скорость ω_1 , то возникает вращающий момент и двигатель будет работать при моменте нагрузки M_n со скоростью ω_2 . Это означает, что при приходе сигнала $U_{m\gamma} = 0$ ротор двигателя будет вращаться, если он до этого вращался с $\omega > \omega_1$, и даже при некотором моменте нагрузки. Это явление называется “самоходом”.

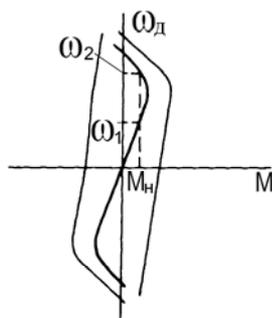
2. $U_{m\gamma} = 0,5 U_{mB}$ ($\lambda_\gamma = 0,5$). Эллиптическое магнитное поле будет иметь полуоси 1 и 0,5 (в относительных единицах); а амплитуды



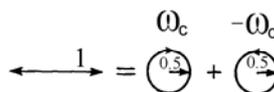
$\lambda_\gamma = 1$ (круговое поле)



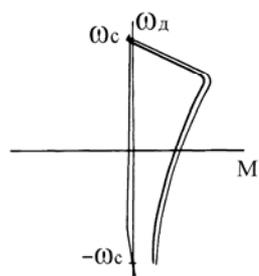
a)



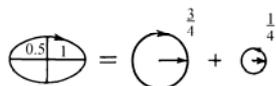
$\lambda_\gamma = 0$ (пульсирующее поле)



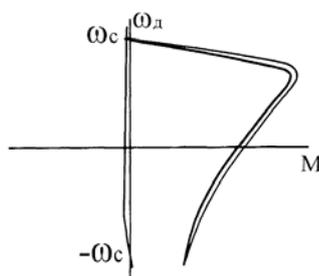
б)



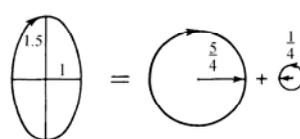
$\lambda_\gamma = 0.5$



в)



$\lambda_\gamma = 1.5$



г)

Рис. 5.70

круговых полей равны $R_1 = \frac{3}{4}$ и $R_2 = \frac{1}{4}$. Механические

характеристики для этого случая приведены на рис. 5.70, в.

3. $U_{mY} = U_{mB}$ ($\lambda_y=1$). Круговое поле и механическая характеристика приведены на рис. 5.70, а (исходная характеристика).

4. $U_{mY} = 1,5U_{mB}$ ($\lambda_y=1,5$). Амплитуды круговых полей равны $R_1 = \frac{5}{4}$ и $R_2 = \frac{1}{4}$. Механические характеристики приведены на рис.

5.70, з.

Таким образом, мы получим семейство механических характеристик для значений управляющего сигнала $\lambda_y = 0; 0,5; 1; 1,5$ (рис. 5.71, а). Регулировочные характеристики приведены на рис. 5.71, б. Они показывают, что при $M = 0$ (холостой ход) $\omega_{xx} = \omega_c$ только при $\lambda_y = 1$, т. е. при круговом поле. При других значениях λ_y (при эллиптическом поле) круговое поле обратной последовательности создает тормозящий момент, что и приводит к $\omega_{xx} < \omega_c$. Кроме того, при $\lambda_y = 0$ двигатель не останавливается (явление “самохода”). Явление самохода будет наблюдаться и при моменте нагрузки $M_H < M_0$. При $M_H > M_0$ двигатель будет останавливаться при $\lambda_y = 0$, но регулировочная характеристика имеет гистерезис, а регулирование скорости возможно в сравнительно небольших пределах.

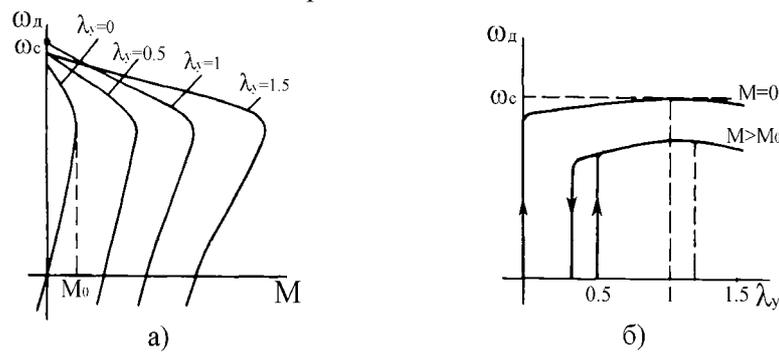


Рис. 5.71

Для АСД с $S_{кр} > 1$ механические и регулировочные характеристики строятся аналогичным образом. Они приведены на рис. 5.72. Из рисунка видно, что при $\lambda_y = 0$ “самоход” отсутствует. Жесткость характеристик различна для разных λ_y . На холостом ходу $\omega_{xx} = \omega_c$ только при $\lambda_y = 1$, т.е. при круговом поле. Причина та же, что и в предыдущем случае. При $M = 0$ ω_D монотонно возрастает с ростом λ_y и достигает максимума $\omega_{xx} = \omega_c$ при $\lambda_y = 1$. При $M > 0$ максимум характеристики смещается вправо от $\lambda_y = 1$. Это можно объяснить следующим образом. Механические характеристики для $\lambda_y = 1$ и $\lambda_y = 1,5$ пересекаются при скорости вращения ω'_D , т. е. эта скорость достигается при $\lambda_y = 1$ и $\lambda_y = 1,5$ (рис. 5.72, б), следовательно, максимум находится между ними, т. е. он смещен вправо от $\lambda_y = 1$.

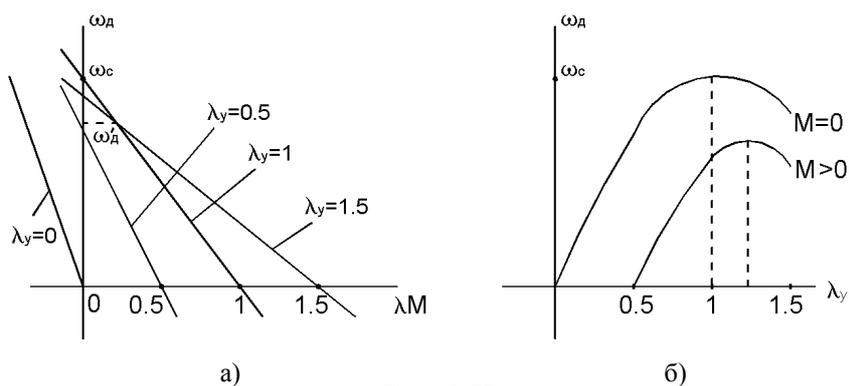


Рис. 5.72

В целом регулировочные характеристики являются вполне приемлемыми и АСД с $S_{кр} > 1$ можно использовать в САР.

Фазовый метод управления. При фазовом методе управления амплитуда напряжений, подаваемых на обмотки двухфазного АСД, остается неизменной, но изменяется фазовый сдвиг между ними. Схема метода приведена на рис. 5.73. Устройство управления изменяет фазовый сдвиг φ напряжения, подаваемого на обмотку управления, в зависимости от сигнала управления A_y . Магнитное поле будет круговым только при $\varphi = 90^\circ$. За счет изменения φ поле становится эллиптическим, а при $\varphi = 0$ – пульсирующим. Методика

построения механических характеристик остается прежней: по значению φ вычисляются полуоси эллипса a и b и радиусы круговых полей R_1 и R_2 . Строятся характеристики для каждого кругового поля путем изменения масштаба «номинальной» характеристики вдоль оси M (момент пропорционален R^2), находится результирующая характеристика путем суммирования характеристик для круговых полей.

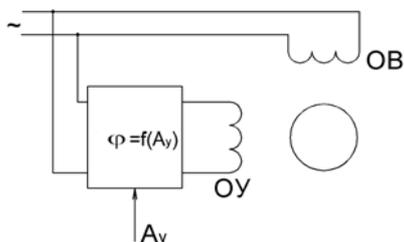


Рис. 5.73

В общем случае, когда $0 < \varphi < 90^\circ$ величина магнитного потока в относительных единицах $\Phi(t)$ будет определяться выражением:

$$\frac{\Phi(t)}{\Phi_m} = \sqrt{\sin^2(\omega_c t - \varphi) + \sin^2 \omega_c t},$$

где Φ_m – амплитуда магнитного потока, наводимого от одной обмотки при номинальном напряжении. Максимальное и минимальное значение этого выражения будет определять полуоси эллипса a и b :

$$a = \sqrt{2} \cos \frac{\varphi}{2}; \quad b = \sqrt{2} \sin \frac{\varphi}{2}. \quad (5.53)$$

Значения радиусов круговых полей будут равны:

$$R_1 = \frac{a+b}{2}; \quad R_2 = \frac{a-b}{2}. \quad (5.54)$$

Формы эллипса, который описывает конец вектора Φ , приведены на рис. 5.74. На рис. 5.75, a приведено семейство механических характеристик двухфазного АСД с $S_{кр} > 1$ при фазовом методе управления. Жесткость механических характеристик изменяется незначительно.

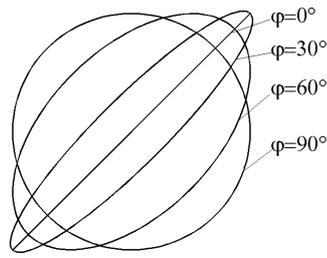


Рис. 5.74

На рис. 5.75, б показаны регулировочные характеристики $\omega_d = f(\varphi)$. Эти же характеристики, если за аргумент принять $\sin\varphi$, приведены на рис. 5.76, из которого видно, что они практически линейны, а коэффициент передачи – постоянен.

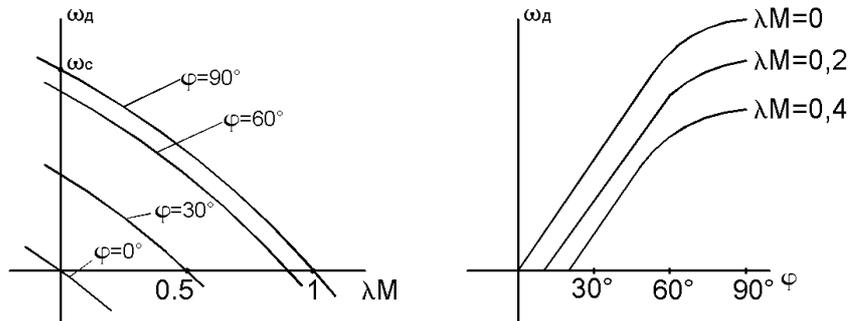


Рис. 5.75

Амплитудно-фазовый метод управления. Этот метод является наиболее распространенным при управлении двухфазными АСД. Обычно фазовый сдвиг напряжений, подаваемых на обмотки статора, достигается с помощью конденсатора C , включаемого последовательно с обмоткой возбуждения ОВ (см. рис.5.77). Сдвиг фаз $\varphi=90^\circ$ достигается при определенной частоте ω_d и моменте нагрузки M_n .

При изменении напряжения на обмотке управления ОУ изменяется частота вращения ротора ω_d , а следовательно, и

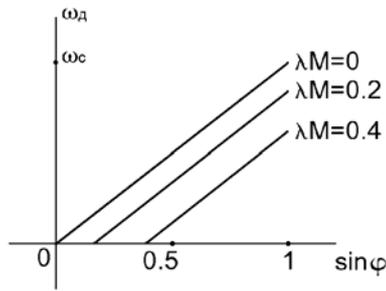


Рис. 5.76

параметры X_2' , R_2' (рис. 5.76), которые зависят от величины скольжения S (т.е. от ω_d). Это приводит к изменению фазового сдвига φ . Таким образом, изменение амплитуды напряжения на обмотке управления приводит одновременно к неконтролируемому изменению фазового сдвига между напряжениями на ОУ и ОВ. Величина конденсатора C выбирается таким образом, чтобы иметь круговое поле (или близкое к нему) при номинальном режиме ($M=M_{ном}$, $U_y=U_{ном}$).

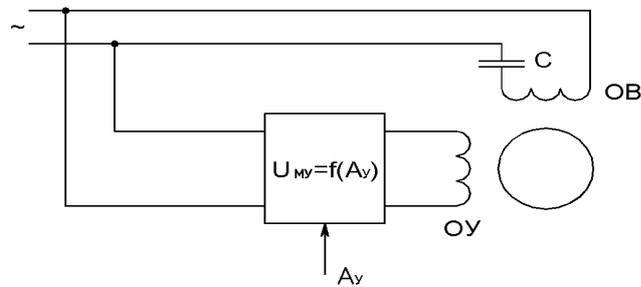


Рис.5.77

Механические и регулировочные характеристики нелинейны и близки к характеристикам при амплитудном методе управления (см. рис. 5.71 и 5.72).

5.3.7. Тормозные и пусковые режимы АСД

Тормозные режимы АСД применяются с той же целью, что и у ИДПТ – для улучшения динамических характеристик. Возможны все режимы, используемые при управлении ИДПТ: динамическое торможение, торможение противовключением, режим рекуперативного торможения.

Режим динамического торможения. Режим динамического торможения АСД заключается в следующем. От обмоток статора отключаются переменные напряжения, и на одну из них подается постоянное напряжение, которое создает неподвижное магнитное поле (т.е. поле с $\omega_c=0$). При вращении в роторе наводятся токи, которые взаимодействуют с неподвижным магнитным полем и создают тормозной момент. Величина постоянного напряжения обычно на порядок меньше амплитуды номинального переменного напряжения, так как сопротивление обмотки постоянному току меньше на величину индуктивной составляющей сопротивления обмотки. На рис. 5.78 изображено движение рабочей точки на механических характеристиках при динамическом торможении для АСД с $S_{кр} < 1$ (рис. 5.78, а) и с $S_{кр} > 1$ (рис. 5.78, б).

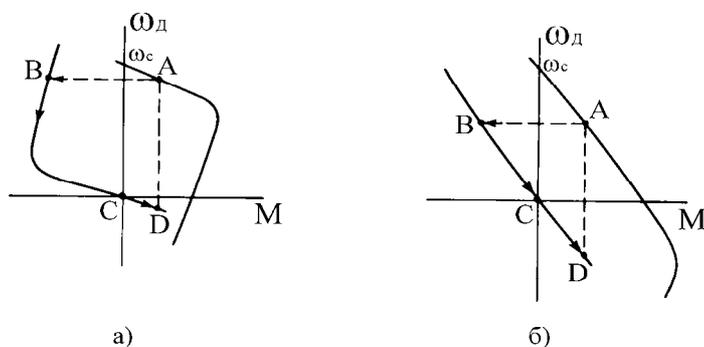


Рис. 5.78

Режим динамического торможения АСД принципиально не отличается от подобного режима ИДПТ: и в том и в другом случае при вращении в неподвижном магнитном поле в роторе наводятся токи, создающие тормозной момент.

Как видно из рис. 5.78, при пассивной нагрузке на валу (трение) двигатель остановится (точка C), а при активной – будет вращаться в обратном направлении с постоянной скоростью (точка D). Для остановки двигателя при активной нагрузке необходимо при достижении $\omega_d=0$ включать фиксирующий механизм.

Торможение противовключением. Этот режим осуществляется путем изменения последовательности чередования фаз двигателя. Для двухфазного двигателя нужно поменять местами OY и OB , а в случае трехфазного двигателя – поменять местами любые две обмотки двигателя. В этом случае магнитное поле будет вращаться в обратном направлении, создавая тормозной момент. Режим торможения противовключением поясняется рис. 5.79. Из рисунка видно, что если при достижении скорости $\omega_d = 0$ не зафиксировать ротор, то установится режим вращения в обратном направлении (точка C – при пассивной нагрузке, точка D – при активной нагрузке).

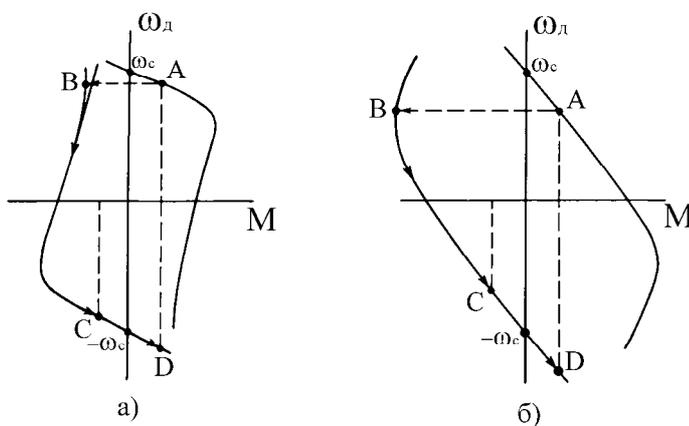


Рис. 5.79

Режим рекуперативного торможения АСД аналогичен подобному режиму ИДПТ. На рис. 5.80 показано движение рабочей точки на механических характеристиках. Рис. 5.80, *а* соответствует режиму, когда момент нагрузки изменяет свой знак на противоположный, и устанавливается скорость $\omega_d > \omega_c$. Ток ротора

также изменяет свое направление, создавая тормозной момент.

На рис. 5.80, б показано движение рабочей точки на механических характеристиках при уменьшении напряжения на обмотках статора (фазах). При этом рабочая точка перемещается с характеристики 1 (точка А) на характеристику 2 (точка В).

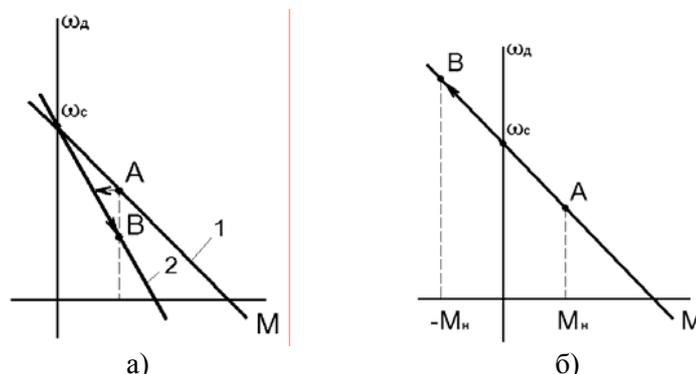


Рис. 5.80

Пусковые режимы. Асинхронные двигатели с $S_{кр} < 1$ имеют пусковой момент существенно меньше максимального (см. 5.59, а). АСД может работать при $M_n > M_{пн}$, но при номинальных напряжениях на обмотках он запускаться не будет. В этом случае при амплитудном методе управления для запуска используется пусковой режим, при котором на обмотки двигателя кратковременно подается напряжение больше номинального, так чтобы $M_{пн1} > M_n$ (рис. 5.81). После достижения установившейся скорости (точка А) включается номинальное напряжение и устанавливается режим, соответствующий точке В.

Для АСД с $S_{кр} > 1$ пусковой момент $M_{пн}$ является максимальным в рабочем диапазоне скоростей $\omega_d = 0 \div \omega_c$, поэтому специального пускового режима не требуется. Пусковые токи АСД меньше, чем в ИДПТ из-за наличия индуктивной составляющей сопротивления обмоток статора.

При амплитудно-фазовом методе управления двухфазного АСД фазосдвигающий конденсатор С в пусковом режиме оказывается не оптимальным в смысле получения максимального момента. С целью получения максимального момента при пуске используется

дополнительный конденсатор C_{Π} , который подключается параллельно основному конденсатору. Это позволяет при $\omega_d=0$ получить магнитное поле, максимально приближенное к круговому, и, следовательно, максимальный пусковой момент. После достижения установившейся скорости конденсатор C_{Π} отключается.

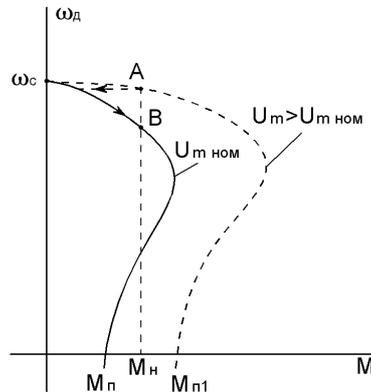


Рис. 5.81

5.3.8. Конструктивные разновидности АСД

Статор АСД выполняется с двумя или тремя обмотками возбуждения (две или три фазы). Количество пар полюсов на одну фазу может быть от одного до трех. Полюса могут быть явно выраженными (как у ИДПТ) или распределенными по окружности статора. Магнитопровод статора выполняется «шихтованным» для уменьшения потерь на вихревые токи. Разновидности АСД в основном отличаются друг от друга конструкцией ротора. В зависимости от конструкции ротора различают три основных типа АСД: с короткозамкнутым ротором типа «беличья клетка» (см. рис. 5.52), с полым немагнитным ротором и полым ферромагнитным ротором.

Ротор типа «беличья клетка» представляет собой ферромагнитный барабан, в пазы которого залит алюминий или медь, образуя короткозамкнутый ротор. Магнитопровод шихтован,

т. е. набран из изолированных друг от друга стальных листов.

Воздушный зазор между статором и ротором удается уменьшить до $0,03 \div 0,05$ мм, что обеспечивает снижение намагничивающего тока и, следовательно, электрических потерь в статоре, увеличения КПД. Двигатели этого типа имеют КПД не более 60 %. Недостатком этих двигателей является большая электромеханическая постоянная времени T_M из-за большого момента инерции ротора. Так для двигателей мощностью $15 \div 20$ Вт постоянная времени $T_M = 0,2 \div 1,0$ с.

Полый немагнитный ротор позволяет значительно уменьшить T_M . Конструкция такого АСД похожа на конструкцию ИДПТ с полым ротором (см. рис. 5.44) за исключением коллектора, который в данном случае отсутствует. Ротор АСД представляет собой полый алюминиевый стакан, внутри которого находится неподвижный внутренний статор, который набирают из листов электротехнической стали. Толщина стенок ротора в зависимости от мощности двигателя лежит в пределах от 0,1 до 1,0 мм.

Полый алюминиевый ротор имеет очень малый момент инерции, что существенно уменьшает T_M двигателя. Уменьшение массы ротора и, соответственно, трения в подшипниках, а также гладкая цилиндрическая поверхность ротора способствуют снижению уровня шумов и уменьшению напряжения трогания двигателя.

Недостатком двигателя с полым немагнитным ротором является большой немагнитный зазор в магнитопроводе ($0,5 \div 1,5$ мм), состоящий из двух воздушных зазоров и немагнитной стенки ротора. Из-за большого немагнитного зазора такие двигатели имеют значительный намагничивающий ток и большие потери в обмотках двигателя. КПД таких двигателей не превышает 35 %, а габаритные размеры в $1,2 \div 2$ раза больше, чем у двигателей с ротором типа “белчья клетка” одинаковой мощности.

Использование *полого ферромагнитного ротора* позволяет уменьшить немагнитный зазор, при этом отпадает необходимость во внутреннем статоре, так как магнитный поток замыкается непосредственно по ротору. Чтобы материал ротора не насыщался, его делают более толстостенным. Это приводит к увеличению момента инерции ротора и увеличению T_M .

5.4. Синхронные двигатели

В синхронном двигателе (СД) ротор вращается со скоростью вращения магнитного поля, т.е. $\omega_d = \omega_\Phi$ или $S = 0$. Механическая характеристика СД горизонтальна ($\gamma = \infty$). При использовании в САР регулирование скорости возможно только частотным методом. Кроме того, многие СД не имеют собственного пускового момента.

Обмотки статора СД создают вращающееся магнитное поле и по конструкции принципиально не отличаются от таковых в АСД. В зависимости от конструкции ротора, устройство и материал которого в значительной мере определяют природу возникновения электромагнитного момента и рабочие характеристики, СД подразделяются на три типа: с активным ротором (постоянными магнитами); реактивные; гистерезисные. Особую группу составляют двигатели дискретного действия – шаговые двигатели, которые в силу слежения ротора за магнитным полем следует отнести к синхронным двигателям.

5.4.1. Синхронные двигатели с активным ротором

Ротор таких СД состоит из двух основных частей: а) постоянных магнитов, создающих магнитный поток возбуждения ротора и обеспечивающих возникновение электромагнитного момента в синхронном режиме; б) короткозамкнутой обмотки типа “беличья клетка”, обеспечивающей возникновение электромагнитного момента в процессе асинхронного пуска.

Электромагнитный момент создается в результате взаимодействия вращающегося поля статора с полем возбуждения ротора, которые вращаются с одинаковой скоростью.

Электромагнитный момент СД в синхронном режиме в случае симметричной магнитной цепи и при незначительном активном сопротивлении обмотки статора определяется уравнением, известным из общей теории синхронных машин активного типа [2]:

$$M_c = \frac{m U_1 E_0}{\omega_c X_c} \sin \theta, \quad (5.55)$$

где m – число фаз статора; U – фазное напряжение на обмотке статора; E_o – ЭДС, наводимая магнитным потоком ротора в обмотке фазы статора; ω_c – синхронная угловая скорость; X_c – индуктивное сопротивление обмотки статора; θ – сдвиг по фазе между напряжениями U и E_o .

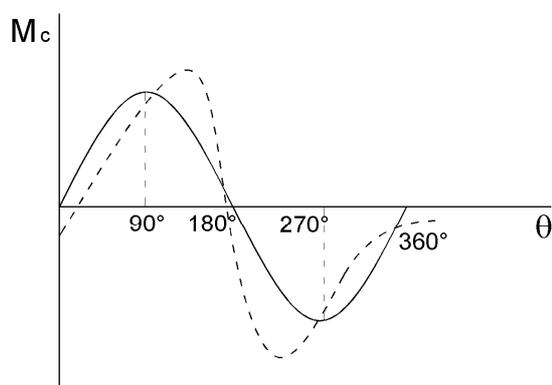


Рис.5.82

Угол θ в синхронном режиме зависит от момента нагрузки на валу двигателя. Угловая характеристика, соответствующая уравнению (5.55), изображена на рис. 5.82 сплошной линией.

В реальных СД с постоянными магнитами магнитная система несимметрична. Активное сопротивление обмотки статора СД небольшой мощности, обычно используемых в САУ, соизмеримо с индуктивными сопротивлениями. Поэтому существенная часть потребляемой мощности теряется на активном сопротивлении обмотки статора.

Оба указанных фактора влияют на значение электромагнитного момента M_c и его зависимость от угла θ . Эта зависимость приведена на рис. 5.82 пунктиром.

У СД с постоянными магнитами применяют асинхронный метод пуска. Вращающееся магнитное поле статора во взаимодействии с токами, наведенными в короткозамкнутой обмотке ротора, создает асинхронный момент M_A . Особенность пуска таких двигателей заключается в том, что поток от постоянных магнитов ротора при

вращении ротора наводит в обмотках статора ЭДС, частота которой не равна частоте напряжения питания. Под действием ЭДС в цепи обмоток статора проходят токи, которые во взаимодействии с вызвавшим их потоком ротора создают тормозной момент M_T . Для уменьшения тормозного момента M_T необходимо снижать поток постоянных магнитов ротора.

Оптимальной является такая степень возбуждения ротора, которая обеспечивает наилучшие характеристики в синхронном режиме при заданных пусковых характеристиках.

В мощных СД может использоваться электромагнитное возбуждение ротора. На обмотку ротора через коллектор подается постоянное напряжение, создающее магнитное поле возбуждения ротора. При пуске постоянное напряжение отключается от обмотки ротора, которая на время пуска подключается к сопротивлению. Пусковой момент создается обмоткой типа “беличья клетка”.

Такие СД имеют наиболее оптимальные рабочие и пусковые характеристики. Однако они практически не применяются в САУ, где энергетические характеристики не являются решающими. Основные причины этого заключаются в следующем:

для работы двигателя необходимы два источника питания: переменного и постоянного тока;

скользящий контакт кольца-щеткой снижает надежность двигателя и усложняет его конструкцию;

требуется специальная пусковая схема, отключающая на период разгона обмотку ротора от источника постоянного тока и подключающая ее к внешнему сопротивлению.

5.4.2. Реактивные синхронные двигатели

Ротор реактивных СД является невозбужденным, но его магнитное сопротивление непостоянно вдоль окружности воздушного зазора. Принцип действия реактивного СД рассмотрим на статической модели, представленной на рис.5.83. Вращающееся магнитное поле статора Φ_d заменим полем постоянного магнита. Угол между продольной осью ротора и осью магнитного потока Φ_d обозначим γ .

В том случае, когда $\gamma = 0$ (рис. 5.83, *a*), магнитные силовые

линии проходят по пути наименьшего сопротивления и не деформируются. Реактивный вращающий момент $M_p=0$. Ротор

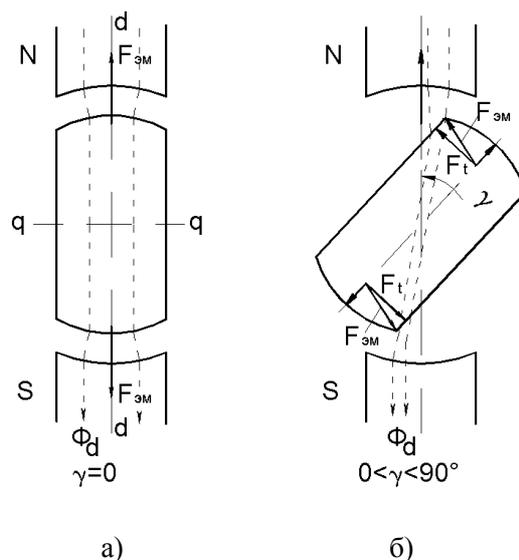


Рис. 5.83

находится в положении устойчивого равновесия. Если принудительно повернуть ротор на угол γ по часовой стрелке (рис. 5.83, б), то магнитные силовые линии изогнутся. Деформация магнитного поля вследствие упругих свойств силовых линий вызовет реактивный вращающий момент, стремящийся повернуть ротор против часовой стрелки. Очевидно, что при наличии внешнего момента M_n , ротор установится в такое положение, когда $M_p = M_n$.

В реальных реактивных СД обмотки статора создают вращающееся магнитное поле, а ротор увлекается реактивным моментом вслед за полем и вращается с угловой скоростью поля.

Важной характеристикой реактивного СД является удельный реактивный момент, который определяется как

$$M_{p,уд} = \frac{dM_r}{d\gamma} \quad \text{при } \gamma = 0.$$

Величина удельного момента зависит от формы ротора и величины потока возбуждения в квадрате.

Реактивный СД не имеет собственного пускового момента, поэтому у таких двигателей применяется асинхронный метод пуска. В качестве пусковой обмотки на роторе служит либо обмотка типа “белчья клетка”, либо алюминиевые части ротора. Когда скорость ω_d достигает величины, близкой к синхронной ($\sim 0,95 \omega_c$), явнополюсный ротор взаимодействует с полем и втягивается в синхронизм. Ток коротко замкнутой обмотки падает до 0.

Характерной особенностью реактивных СД является нестабильность вращения ротора при постоянстве средней скорости вращения. Мгновенная угловая скорость ротора может колебаться в пределах одного оборота относительно средней скорости (рис.5.84). Это явление присуще и другим СД и называется качанием ротора. Оно нежелательно, так как дает ошибку в положении ротора относительно расчетного, что недопустимо при использовании СД в точных системах передачи угловых перемещений.

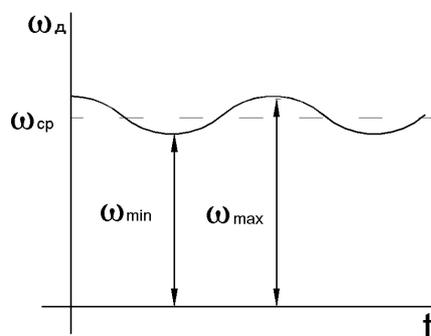


Рис. 5.84

Причиной этого является нестабильность реактивного момента и момента нагрузки. Существуют внешние и внутренние (конструктивные) причины, приводящие к нестабильности моментов: эллиптичность вращающегося магнитного поля; неравномерность магнитной проводимости по различным осям

двигателя; неточная балансировка ротора; тормозные моменты в подшипниках; колебания и несинусоидальность напряжения питания; неравномерность нагрузки на валу двигателя.

К уменьшению амплитуды качаний ротора приводят следующие факторы: увеличение удельного реактивного момента; улучшение технологии изготовления двигателей; использование электрического демпфирования. Так, коротко замкнутая пусковая обмотка является одновременно и демпфирующей, так как при качаниях ротора относительно поля в ней наводятся токи, создающие момент, препятствующий качаниям ротора.

На рис.5.85 показаны механическая (а) и регулировочная (б) характеристики реактивного СД. Механическая характеристика горизонтальна вплоть до величины максимального момента $M_{\text{макс}}$, при котором двигатель выпадает из синхронизма и останавливается. На рис. 5.85, а также показана механическая характеристика для пусковой обмотки (кривая 2).

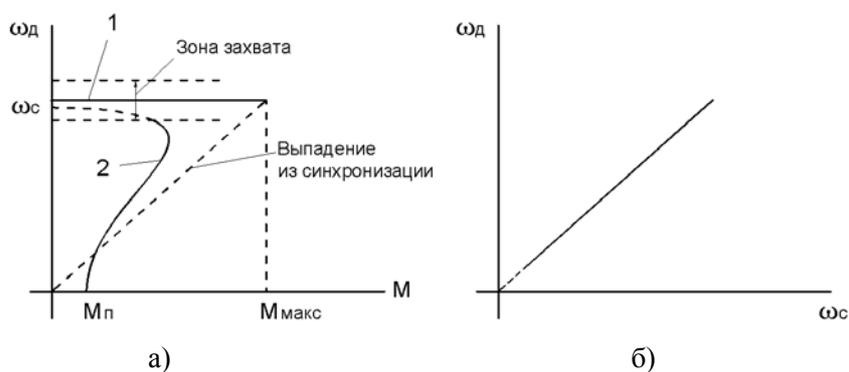


Рис. 5.85

Регулировочная характеристика (рис. 5.85, б) линейна и идет из начала координат. Начальный участок показан пунктиром из-за трудности реализации низких угловых скоростей.

Реактивные СД имеют много разновидностей, которые можно разделить на три основные группы:

- реактивные СД с распределенными обмотками статора;
- редукторные реактивные СД;

реактивные СД с сосредоточенными обмотками статора (будут рассмотрены в разделе «шаговые двигатели»).

Реактивные синхронные двигатели с распределенными обмотками статора. Статор таких двигателей принципиально ничем не отличается от статора обычных синхронных и асинхронных машин. Его задача – создать вращающееся магнитное поле.

Ротор – явнополюсный. На рис. 5.86 изображены конструкции явнополюсных роторов. На рис. 5.86, а, б ротор выполнен из электротехнической стали. В нем находится «беличья клетка» для асинхронного пуска двигателя. Различная магнитная проводимость достигается за счет внешних (рис. 5.86, а) или внутренних пазов (рис. 5.86, б) в магнитном материале. В конструкции на рис. 5.86, в различная магнитная проводимость ротора достигается за счет выполнения его из двух разнородных по магнитным свойствам материалов.

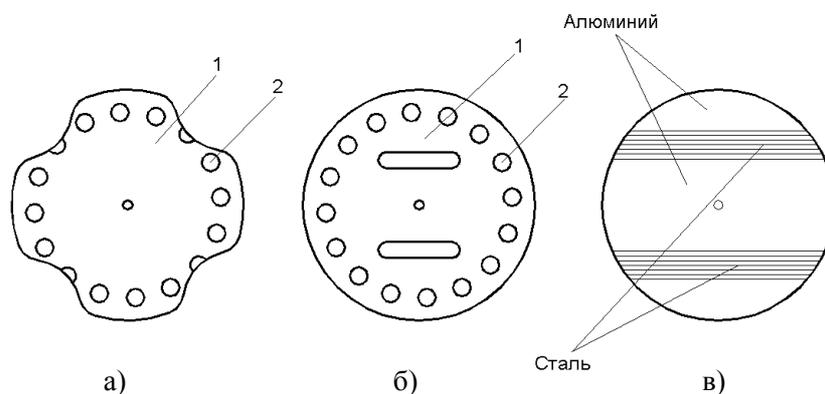


Рис. 5.86

Реактивные СД имеют невысокие энергетические показатели. Для рассматриваемой конструкции КПД лежит в диапазоне от 5 до 40 %.

Реактивный редукторный двигатель. Редукторные СД позволяют получить пониженную синхронную скорость вращения при питании от стандартной сети без механического редуктора.

Статор и ротор такого двигателя имеют зубцы, как показано на рис. 5.87. Числа зубцов статора z_c и ротора z_p различны, причем обычно $z_p > z_c$. На статоре уложена обмотка, создающая вращающееся магнитное поле Φ_c .

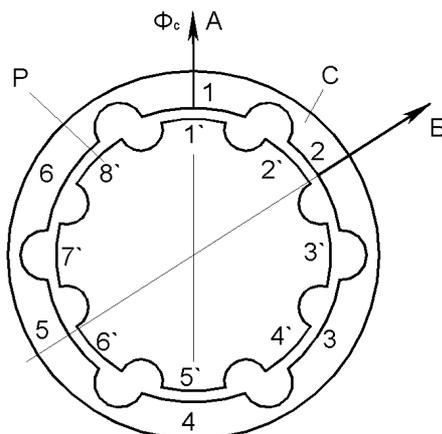


Рис. 5.87

Если в данный момент времени поток Φ_c занимает положение *A*, то реактивный вращающий момент заставит ротор повернуться в положение наибольшей магнитной проводимости, т.е. напротив статорных зубцов *1* и *4* будут находиться роторные зубцы *1'* и *5'*. При перемещении потока Φ_c в положение *B*, т. е. на угол $360^\circ/z_c$, ротор под действием реактивного момента встанет в положение, когда напротив зубцов статора *2* и *5* встанут зубцы ротора *2'* и *6'*, т.е. ротор повернется на угол $360^\circ/z_c - 360^\circ/z_p$.

Следовательно, угловая скорость ротора ω_d меньше угловой скорости поля статора ω_c в $\frac{z_p}{z_p - z_c}$ раз. Коэффициент

редуцирования скорости $K_p = \frac{z_p}{z_p - z_c}$. Для рассмотренного

случая (см. рис. 5.87) $K_p = 4$. Если $z_p = 100$ и $z_c = 98$, то $K_p = 50$.

Однако следует иметь в виду, что число зубцов ограничивается технологическими соображениями.

Реактивные редукторные СД имеют недостатки, характерные для всех реактивных СД – малый вращающий момент, низкие энергетические показатели и большую массу.

5.4.3. Синхронные гистерезисные двигатели

В синхронных гистерезисных двигателях (СГД) вращающий момент возникает за счет гистерезиса при перемагничивании ротора. Статор СГД обычный, служит для создания вращающегося магнитного поля. Ротор выполнен из магнитотвердого материала. Используются материалы типа викалоя и ални с широкой петлей гистерезиса. Ротор выполняется сборным: на немагнитной или магнитомягкой втулке 2 напрессовано кольцо из магнитотвердого материала 1 (рис. 5.88). При ограниченной мощности возбуждения оптимальное по намагничиванию использование магнитотвердого материала кольца и наилучшие энергетические показатели достигаются при определенном соотношении между толщиной кольца и диаметром ротора.

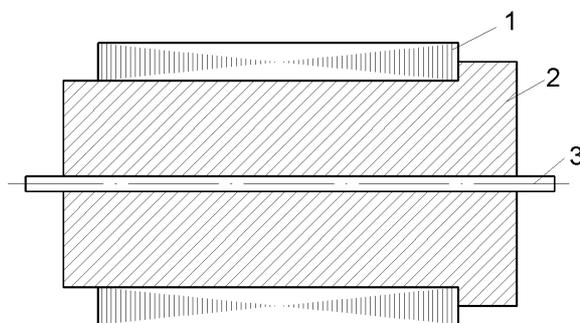


Рис. 5.88

Для выяснения природы гистерезисного момента рассмотрим физические процессы, происходящие в роторе при асинхронном вращении, т. е. когда материал ротора непрерывно

перемагничивается. На рис. 5.89, *a* магнитный поток статора Φ_c занимает положение *A*, а элементарные магнитики ротора ориентированы вдоль этого потока. Силы взаимодействия $F_{эм}$ элементарных магнитиков с потоком статора Φ_c направлены вдоль этого потока и вращающего момента не создают. При перемещении потока статора в положение *B* в том же направлении будут поворачиваться и элементарные магнитики (рис. 5.89, *б*). Однако вследствие явления гистерезисного запаздывания магнитики не повернутся на тот же угол, что и поток Φ_1 , а будут отставать от него на угол гистерезисного запаздывания γ_r .

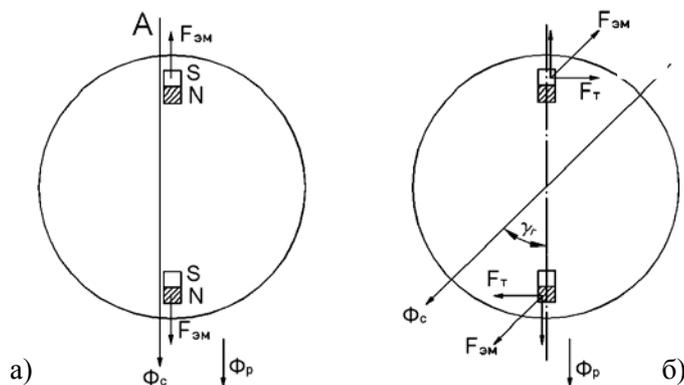


Рис. 5.89

Таким образом, между направлением потока статора Φ_1 и направлением намагниченности ротора образуется угол γ_r , который определяется коэрцитивной силой материала ротора. Силы взаимодействия $F_{эм}$ будут иметь тангенциальные составляющие F_t , которые и создадут гистерезисный момент асинхронного режима M_r . Этот момент пропорционален модулю векторного произведения пространственных векторов магнитного потока ротора Φ_p , образованного элементарными магнитиками, и НС статора F_c , которые вращаются со скоростью поля со сдвигом на угол γ_r :

$$M_r = k F_c \Phi_p \sin \gamma_r, \quad (5.56)$$

где k – конструктивный коэффициент.

Пространственный угол γ_r не зависит от угловой скорости ротора и зависит только от коэрцитивной силы материала ротора, при которой начинается его перемагничивание (изменение направления поля элементарных магнетиков). Поэтому не зависит от угловой скорости ротора и вращающий гистерезисный момент M_g .

Механическая характеристика идеального гистерезисного двигателя приведена на рис. 5.90. Характеристика абсолютно жесткая, а пусковой момент равен моменту при синхронной угловой скорости ($M_n = M_g$).

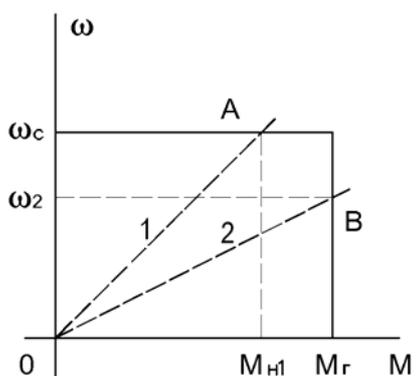


Рис. 5.90

В синхронном режиме магнитное поле статора и ротор вращаются с одинаковой угловой скоростью и перемагничивания материала ротора не происходит. Магнитный поток ротора Φ_r сохраняется вследствие остаточного магнетизма и вращается вместе с ротором с синхронной угловой скоростью. Двигатель работает как обычный СД с постоянными магнитами на роторе.

Момент двигателя в синхронном режиме равен моменту нагрузки M_n , но не может превышать величины M_g . В зависимости от момента нагрузки M_n на валу двигателя изменяется угол отставания γ оси поля ротора от оси поля статора. При $M_n = 0$

(холостой ход) $\gamma = 0$. При $M_n = M_r$ (максимальное значение момента) $\gamma = \gamma_r$. При дальнейшем увеличении момента M_n начинается перемагничивание материала ротора, а вращающий момент остается постоянным, равным M_r . При $M_n > M_r$ ротор двигателя выходит из синхронизма и останавливается.

В том случае, если момент нагрузки зависит от скорости вращения ротора $M_n = f(\omega)$, то возможен как синхронный, так и асинхронный режим работы двигателя. Если момент нагрузки во всем диапазоне скоростей не превышает M_r (прямая 1 на рис. 5.90), то установится синхронная скорость ω_c , и вращающий момент будет соответствовать точке А на механической характеристике. Если изменение момента нагрузки идет по прямой 2, то установится асинхронная скорость $\omega_2 < \omega_c$, а момент двигателя будет равен M_r . Следует отметить, что использование гистерезисного двигателя в асинхронном режиме неэкономично вследствие больших потерь на перемагничивание ротора, особенно при больших скольжениях.

Синхронные гистерезисные двигатели обладают рядом ценных качеств. Они развивают большой пусковой момент и способны входить в синхронизм плавно, без рывков благодаря постоянному значению пускового момента во время пуска при изменении ω от 0 до ω_c . Потребляемый ток незначительно (на 20-30 %) изменяется при изменении режима работы от короткого замыкания ($\omega=0$) до холостого хода ($M_n = 0$, $\omega = \omega_c$), что позволяет эффективно использовать гистерезисные двигатели в повторно-кратковременном режиме. Гистерезисные двигатели просты по конструкции и надежны в эксплуатации.

Энергетические показатели гистерезисных двигателей не высоки, так как магнитный поток ротора является вторичным, т.е. наведенным рабочим потоком статора, и режим работы такого двигателя соответствует режиму синхронной машины с недозвуждением. КПД гистерезисного двигателя можно повысить путем подмагничивания ротора с помощью кратковременного повышения значения магнитного потока статора за счет увеличения подводимого к нему напряжения.

5.4.4. Шаговые двигатели

Шаговые двигатели (ШД) преобразуют команду, заданную в виде импульсов, в фиксированное угловое или линейное перемещение. ШД являются дискретными преобразователями и широко используются при управлении с использованием цифровой вычислительной техники.

Шаговые двигатели можно подразделить на три основные конструктивные группы: с постоянными магнитами (активный ротор), реактивные и индукторные.

Шаговые двигатели могут иметь различное число фаз, но наибольшее распространение получили двух-, трех- и четырехфазные ШД. Обмотка фазы статора либо целиком является обмоткой управления, либо ее разделяют на две (с выводом от средней точки), магнитные оси которых сдвинуты в пространстве на 180° .

Напряжение питания обмоток управления шагового двигателя представляет собой последовательность однополярных или разнополярных импульсов.

Принцип действия ШД рассмотрим на примере конструкции, представленной на рис. 5.91. Статор имеет явно выраженные полюса (зубцы), на которых расположены обмотки управления. В рассматриваемом примере ШД имеет четыре фазы. Каждая фаза состоит из двух обмоток, расположенных на противоположных полюсах. Начало обмоток обозначено цифрами 1, 2, 3, 4. Конец обмоток – цифрами 1', 2', 3', 4'.

Ротор явнополюсный, и может быть как намагниченным (активного типа), так и ненамагниченным (как у индукторных СД). Рассмотрим сначала ненамагниченный ротор.

При подаче импульса тока на обмотку 1-1' ротор за счет реактивного момента встанет напротив соответствующих зубцов (полюсов) статора. Если затем подать импульс на обмотку 2-2', то ротор повернется против часовой стрелки на угол 45° и встанет напротив соответствующих зубцов. Если подавать импульсы на обмотки в последовательности 1-2-3-4, то ротор будет вращаться против часовой стрелки. Для вращения по часовой стрелке последовательность подключения фаз должна быть 1-4-3-2. При

пассивном роторе импульсы управления могут быть однополярными. Если подать импульсы управления на две соседние фазы одновременно (например, 1 и 2), то ротор займет промежуточное положение между зубцами 1 и 2. Это явление называется электрическим дроблением шага.

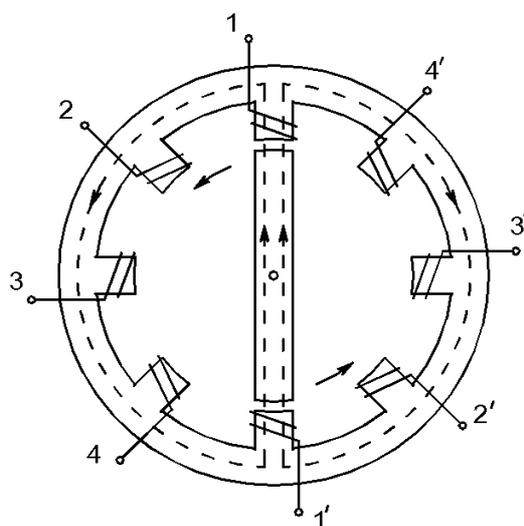


Рис. 5.91

Если используется ротор активного типа, то импульсы управления должны быть разнополярными. В рассматриваемом примере для вращения против часовой стрелки подаются положительные импульсы в последовательности 1-2-3-4 (поворот на первые 180°), а затем отрицательные в последовательности 1-2-3-4 (вторые 180°). При вращении по часовой стрелке последовательность 1-4-3-2-1-4-3-2 (поворот на 360°). Цифра с чертой означает, что на данную фазу подается отрицательный импульс. Управление разнополярными импульсами усложняет схему управления двигателем, поэтому в ШД чаще используется пассивный ротор.

В реактивных ШД ротор так же как и статор имеет зубчатую конструкцию. На рис. 5.92 статор имеет 12 зубцов, а ротор – 16

зубцов. Обмотки 1-4-7-10 соединены последовательно и составляют одну фазу (Φ_1). Аналогично обмотки 2-5-8-11 и 3-6-9-12 составляют фазы Φ_2 и Φ_3 . Таким образом, имеется всего три фазы.

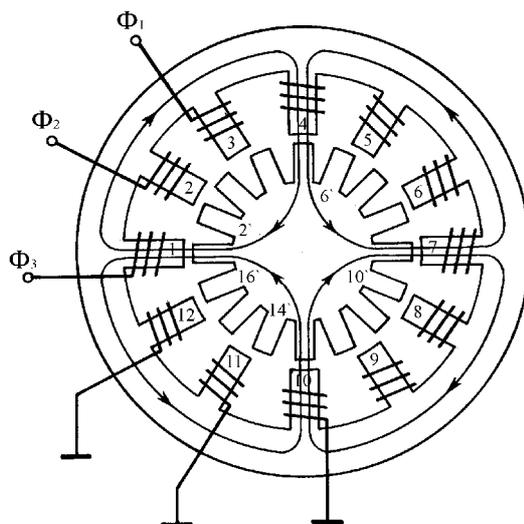


Рис. 5.92

При подаче импульса на фазу Φ_1 магнитный поток замыкается, как показано на рис.5.92. Напротив зубцов статора 1-4-7-10 стоят зубцы ротора 1'-5'-9'-13'. Если следующий импульс подать на фазу Φ_2 (2-5-8-11), то магнитный поток должен найти другой путь. Наименьший зазор оказывается между зубцами 2-5-8-11 статора и зубцами 2'-6'-10'-14' ротора соответственно. Появится реактивный момент, который повернет ротор так, что указанные зубцы ротора и статора окажутся напротив друг друга. Угол поворота ротора составит $30^\circ - 22,5^\circ = 7,5^\circ$. При подаче импульса на Φ_3 ротор повернется еще на $7,5^\circ$ и т. д. Подавая импульсы тока в последовательности 1-2-3-1, мы получим вращение ротора шагами по часовой стрелке. Для вращения ротора против часовой стрелки импульсы нужно подавать на фазы в последовательности 1-3-2-1.

Угол поворота на один шаг определяется числом фаз N_ϕ и числом зубцов ротора N_p :

$$\theta_{ш} = \frac{360^\circ}{N_\phi N_p} = \frac{360^\circ}{3 \cdot 16} = 7.5^\circ. \quad (5.57)$$

Существует много конструктивных разновидностей ШД. Если статор и ротор развернуть в линию, то получится линейный ШД (рис. 5.93). Очевидно, что в этом случае линейное перемещение ротора будет ограничено его длиной.

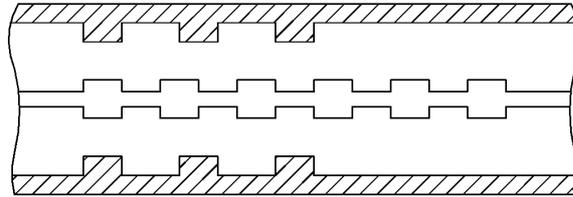


Рис. 5.93

Индукторные ШД отличаются от рассмотренных реактивных тем, что в них применяется подмагничивание ротора, например, униполярным постоянным магнитным потоком со стороны статора (рис. 5.94). В торце двигателя на статоре расположен кольцевой магнит с осевой намагниченностью. Постоянный магнитный поток подмагничивания Φ_n по ротору замыкается в осевом направлении, а в воздушном зазоре между ротором и статором – в радиальном. При этом увеличивается синхронизирующий момент, улучшаются энергетические и динамические характеристики ШД.

Режим работы ШД в значительной мере определяется частотой следования управляющих импульсов f .

Статический режим ($f=0$) соответствует прохождению постоянного тока по обмоткам управления, создающим неподвижное магнитное поле. Основной характеристикой этого режима является зависимость статического синхронизирующего момента M_c от угла рассогласования θ между продольной осью

ротора и НС статора (моментная характеристика). На рис. 5.95 показаны положения ротора для различных значений θ . При $\theta = 0$

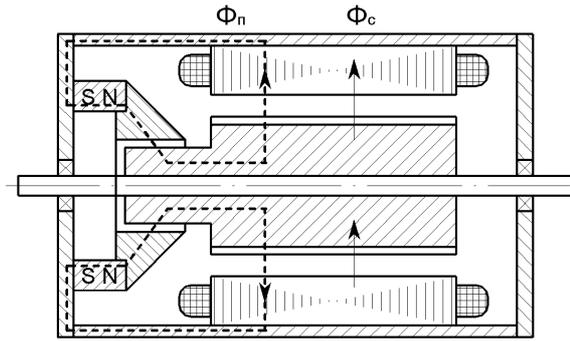


Рис. 5.94

синхронизирующий момент $M_c=0$. При $\theta \neq 0$ реактивный синхронизирующий момент $M_c \neq 0$. Он стремится повернуть ротор в согласованное положение. Если угол рассогласования равен половине угла между зубцами ротора $\theta = \frac{1}{2} \theta_p$, то на каждый зубец действуют равные по величине и противоположные по направлению силы F_1 и F_2 . Результирующий момент $M_c = 0$. Таким образом, в диапазоне изменения θ от 0 до $\frac{1}{2} \theta_p$ синхронизирующий

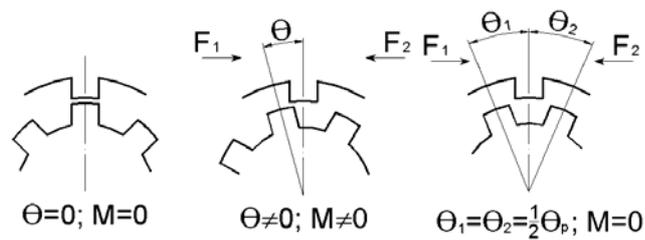


Рис. 5.95

момент имеет максимум. Зависимость $M_c = f(\theta)$ показана на рис. 5.96. Она практически синусоидальна с периодом θ_p . При $\theta = 0$ имеет место устойчивое равновесие ротора, а при $\theta = \frac{1}{2}\theta_p$ – неустойчивое.

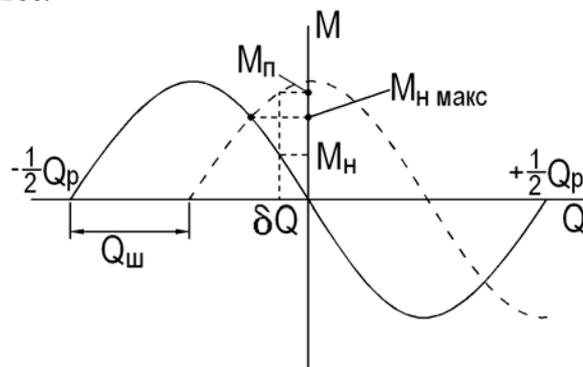


Рис. 5.96

Под действием момента нагрузки на валу ШД ротор отклонится от согласованного положения на угол $\delta\theta$. Если M_n превысит $M_{\text{макс}}$, то будет потеряна синхронизация между положением ротора и управляющими импульсами. Поэтому для нормальной работы ШД всегда должно выполняться условие $M_n < M_{\text{макс}}$.

Для определения пускового момента на рис. 5.96 приведена пунктиром моментная характеристика для второй фазы. При подаче импульса на вторую фазу и указанном угле рассогласования $\delta\theta$ момент M_n , показанный на рисунке, и будет являться пусковым. Очевидно, что для него также должно выполняться требование $M_n > M_n$, иначе произойдет потеря синхронизации. Максимально допустимое значение момента нагрузки $M_{n \text{ макс}}$ определяется точкой пересечения моментных характеристик для первой и второй фазы.

При отработке ШД импульсов управления возможны два режима: пошаговый и скоростной.

Пошаговый режим соответствует частоте управляющих импульсов, при которой переходный процесс, чаще всего колебательный, на каждом шаге заканчивается к началу

следующего шага, т. е. угловая скорость ротора в начале каждого шага равна нулю (рис. 5.97). Основными показателями ШД в пошаговом режиме являются:

- а) перегулирование $\Delta\theta$, т. е. максимальное отклонение ротора от нового устойчивого положения при переходном процессе;
- б) максимальное значение мгновенной угловой скорости ротора θ в процессе шага;
- в) время затухания свободных колебаний ротора на одном шаге t_3 .

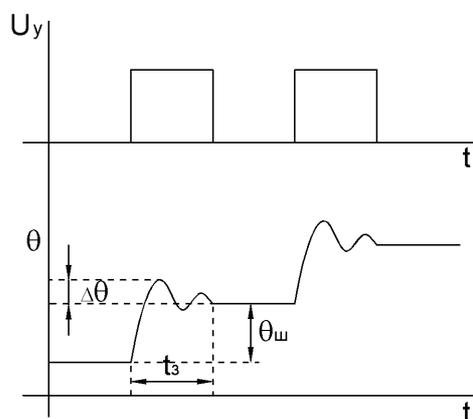


Рис. 5.97

Средняя угловая скорость ротора определяется выражением:

$$\omega_p = \frac{\pi}{180^\circ} f \theta_w. \quad (5.58)$$

Скоростной режим работы ШД соответствует частоте управляющих импульсов, при которой t_3 больше периода следования импульсов (рис. 5.98). Устойчивая работа ШД в таком режиме зависит от момента нагрузки на валу двигателя. Обычно в паспортных данных ШД приводится зависимость допустимого момента нагрузки от частоты управляющих импульсов для пошагового и для скоростного режимов (рис. 5.99).

При переходе от пошагового режима к скоростному частоту импульсов управления нельзя изменять скачком, так как из-за влияния момента инерции ротора и нагрузки в переходном режиме

могут быть пропущены импульсы управления (потеря синхронизации).

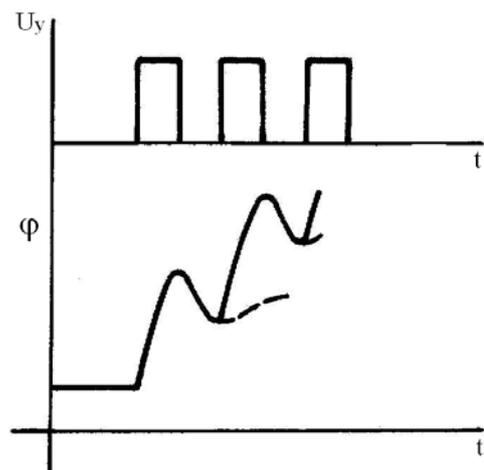


Рис. 5.98

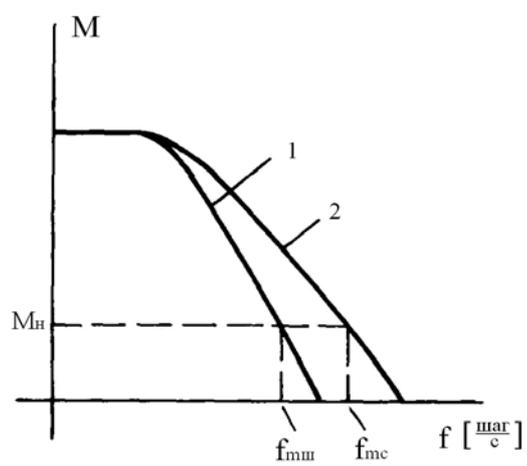


Рис. 5.99

Частота импульсов управления должна изменяться постепенно, как при переходе от пошагового режима к скоростному, так и наоборот (рис. 5.100).

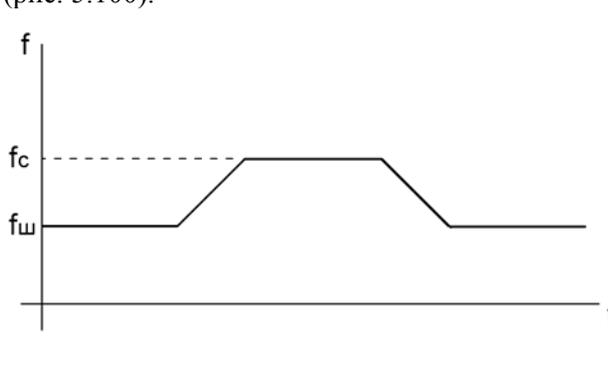


Рис. 5.100

Одной из причин ограничения скорости работы ШД является постоянная времени обмоток управления $T_{\phi} = \frac{L_{\phi}}{R_{\phi}}$, где L_{ϕ} и R_{ϕ} – индуктивность и активное сопротивление обмотки управления (фазы). При большой частоте f импульсов управления ток в обмотке не успевает нарасти до номинального значения. На рис. 5.101 показана форма тока в обмотке управления с $T_{\phi} = 10^{-3}$ с при различной частоте управляющих импульсов. Так при частоте 500 шагов в секунду ток в обмотке за время импульса достигает значения $0,6 I_{ном}$, а при 1000 шагов в секунду – $0,4 I_{ном}$.

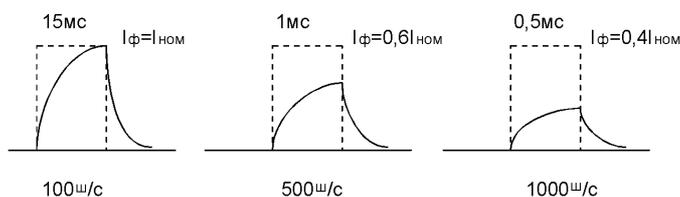


Рис. 5.101

Для уменьшения постоянной времени используется добавочное сопротивление, включаемое последовательно с обмоткой управления. Соответственно увеличивается амплитуда импульсов управления. Так, при $R_d=4R_\phi$ и $U_{\text{имп}}=5U_{\text{ном}}$ ток в обмотке управления при скорости 100 шагов в секунду будет достигать $0,9 I_{\text{ном}}$. Соответственно улучшается и частотная характеристика. На рис. 5.102 показаны две зависимости $M=f(f)$ для одного из двигателей.

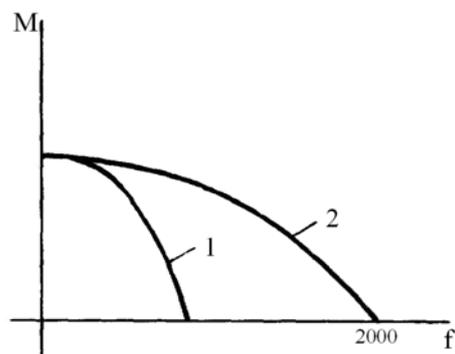


Рис. 5.102

Кривая 1 соответствует управлению двигателем номинальными по амплитуде импульсами, а кривая 2 — импульсами в пять раз большей амплитуды при одновременном включении добавочного сопротивления $R_d = 4R_\phi$.

6. ГИДРОПНЕВМОДВИГАТЕЛИ

6.1. Общие положения и структурные схемы гидропневмомашин

К гидравлическим и пневматическим приводам относятся такие, в которых используются гидравлические и пневматические исполнительные двигатели (ИД), являющиеся преобразователями механической энергии потока жидкости или газа (воздуха) в механическую энергию подвижных деталей двигателя – поршня или ротора. Сочетание гидравлического или пневматического ИД с устройством управления им и вспомогательными элементами называют гидравлическим или пневматическим приводом. При индивидуальном источнике питания гидропневмосистемы потоком жидкости или воздуха к гидропневмоприводу (ГПП) относят и насос (компрессор) с первичным двигателем.

Гидравлические и пневматические управляющие устройства непрерывного и дискретного действия весьма просты и компактны, малоинерционны, обеспечивают гибкое и эффективное управление работой ИД в широком диапазоне скоростей при большой плавности регулирования.

Достоинствами современных ГПП, обусловившими их широкое внедрение в САУ, являются:

- высокое быстродействие (постоянная времени у современных гидродвигателей высокого давления на один-два порядка меньше, чем у аналогичных по мощности электродвигателей обычного исполнения);

- малые удельные габариты и вес (на единицу мощности) двигателей и управляющих устройств (на один-два порядка меньше по сравнению с электрическими);

- более жесткие механические характеристики ИД (в 20 – 30 раз жесткость больше, чем у электрических двигателей постоянного тока);

- большие коэффициенты усиления мощности и сравнительно высокие коэффициенты полезного действия;

- большой, по сравнению с электроприводом, диапазон устойчивого регулирования скорости (до 1000:1) и плавность ее регулирования;

взрывобезопасность из-за отсутствия возможности электрического искрения (что весьма важно при производстве взрыво- и пожароопасной продукции);

высокая радиационная стойкость;

большая долговечность и надежность работы (особенно в стационарных установках).

Пневмоприводы, кроме того, могут работать при весьма высоких температурах (до 800 – 1000°С).

К недостаткам ГПП относятся:

сложность гидравлических и пневматических стабилизирующих и дифференцирующих устройств, необходимых для коррекции систем регулирования;

сравнительно малая скорость передачи сигналов (скорость звука), что накладывает в быстродействующих системах ограничения на длину соединительных линий;

сложность и меньшая гибкость проводки, трудность ее переключения;

существенная зависимость характеристик привода от температуры из-за изменения вязкости рабочих жидкостей.

Обычно используются два вида структурных схем ГПП – с общим источником потока рабочей среды для нескольких ИД (рис. 6.1, *а*) и с индивидуальным источником для одного ИД (рис. 6.1, *б*). Первый тип ГПП находит применение в основном в стационарных САУ и выполняется, главным образом, как пневмопривод. В этом случае на предприятии имеется одна центральная компрессорная, питающая все объекты управления и их САУ. Второй тип ГПП чаще всего выполняется как гидравлический привод для стационарных и подвижных объектов.

Поток рабочей жидкости или газа обладает потенциальной энергией, определяемой величиной статического давления, и кинетической энергией, пропорциональной квадрату скорости течения. В большинстве САУ стационарных и подвижных объектов применяются ГПП гидростатического (или объемного) типа, в которых потоки рабочей среды имеют относительно малые скорости (единицы м/с) при достаточно высоких статических давлениях ($10^5 - 10^7$ Па). Поэтому можно считать, что в таких ГПП в механическую работу на выходе ИД

преобразуется потенциальная энергия потока рабочей среды. Эти приводы и будут рассмотрены ниже.

В ГПП гидростатического типа управление скоростью ИД производится изменением расхода рабочей среды $Q(t)$, поступающей в ИД (рис. 6.1). Для изменения расхода Q используются или управляющие устройства УУ или насосы переменной производительности, на которые подается управляющее воздействие $A(t)$.

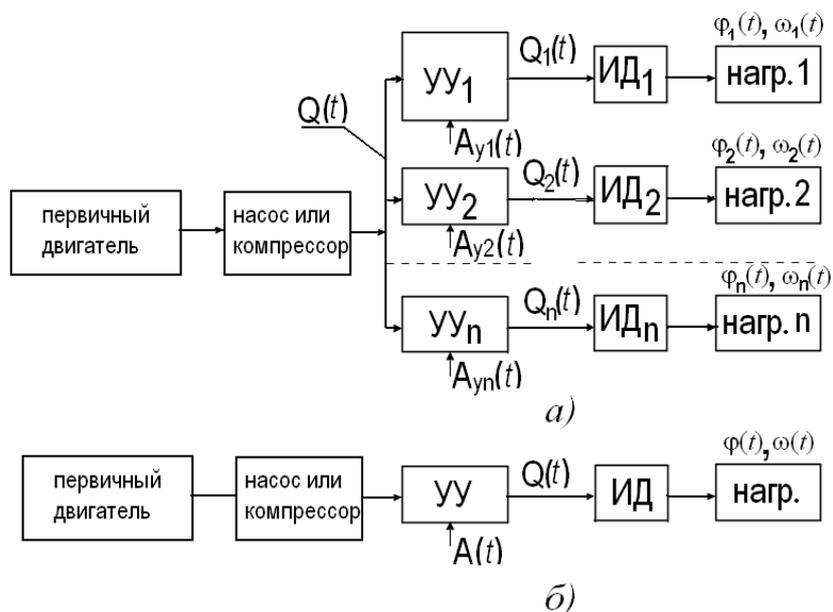


Рис. 6.1

Наряду с ГПП, в САУ применяются гидравлические и пневматические датчики, усилители, реле, вычислительные, корректирующие и другие устройства, позволяющие строить системы автоматического измерения (контроля), управления и регулирования с использованием гидравлики и пневматики. На их основе можно строить различные системы автоматического регулирования и управления объектами химической, металлургической, энергетической промышленности с самыми различными параметрами.

6.2. Основные соотношения в гидравлических цепях

Введем некоторые термины, определения, установим зависимости, нужные для анализа характеристик гидropневмоприводов.

Расход жидкости или газа. Пусть по трубопроводу (рис. 6.2, а) с площадью поперечного сечения S течет с постоянной средней скоростью v_{cp} жидкость или газ. Тогда через любое поперечное сечение трубы при непрерывной струе в единицу времени будет протекать объем жидкости или газа $Q = S v_{cp}$. Эту величину принято называть объемным расходом.

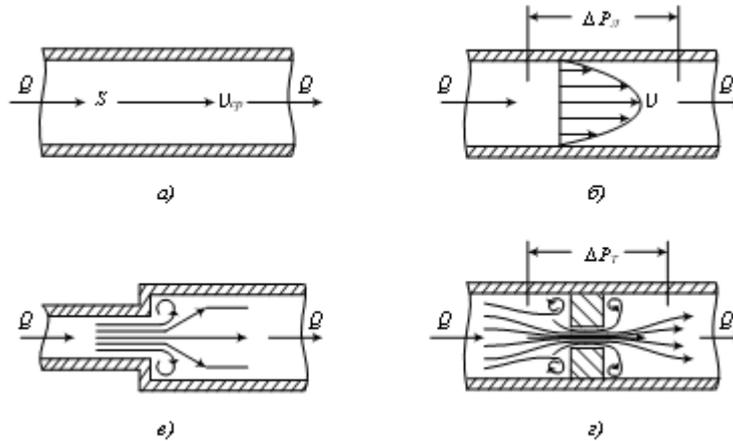


Рис. 6.2

Если средняя скорость движения жидкости или газа непостоянна, то используют понятие мгновенного расхода $Q = \frac{dV}{dt}$, где V – объем жидкости или газа, прошедший через сечение S в единицу времени.

Гидравлические сопротивления. При ламинарном течении жидкости или газа по участку трубы скорости отдельных частиц

различны (рис. 6.2, б) из-за трения слоев жидкости друг о друга и о стенки трубы.

Для ламинарного течения потери энергии струи, определяющие падение статического давления на некотором участке трубы, можно считать пропорциональными средней скорости течения, поэтому $\Delta p_{л} = k_{л} v_{ср}$, где $\Delta p_{л}$ – падение давления на участке трубы; $k_{л}$ – коэффициент пропорциональности, зависящий от геометрических размеров трубы, состояния ее внутренней поверхности, плотности и вязкости жидкости. Последнее выражение можно записать в виде: $\Delta p_{л} = \frac{k_{л}}{S} S v_{ср} = \frac{k_{л}}{S} Q = R_{л} Q$, где $R_{л} = k_{л}/S^2$ – гидравлическое сопротивление рассматриваемого участка трубы.

Для турбулентного потока падение статического давления принимают пропорционально квадрату средней скорости:

$\Delta p_{т} = k_{т} v_{ср}^2$ или $\Delta p = (k_{т}/S^2)(S v_{ср})^2 = (k_{т}/S^2)Q^2 = R_{т} Q^2$, где $R_{т} = k_{т}/S^2$ – гидравлическое сопротивление участка трубопровода для турбулентного потока, $k_{т}$ – коэффициент пропорциональности.

При значениях средней скорости до нескольких м/с течение в трубах носит ламинарный характер. В этом случае гидравлические сопротивления прямых участков труб постоянного сечения и небольшой длины (до нескольких метров) обычно невелики и ими можно, как правило, пренебречь. При резком изменении сечения пути потока (рис. 6.2, в) в результате сильных завихрений потока имеют место большие потери энергии (давления). Такие места на пути потока называют *местными (сосредоточенными) гидравлическими сопротивлениями*. Особенно велики падения давления на местных сужениях пути потока, например, при установке в трубе плоской диафрагмы с небольшим проходным отверстием (рис. 6.2, з). Такие устройства, являющиеся местными гидравлическими сопротивлениями большой величины и служащие для снижения давления, называют *дросселирующими устройствами* или *дросселями*.

Методика расчета гидравлических цепей. Приближенный расчет гидравлических и пневматических цепей с небольшими скоростями течения рабочей среды можно проводить аналогично

расчету электрических цепей, используя соответствующие схемы замещения. При этом необходимо учитывать следующие особенности:

а) большинство насосов (компрессоров) можно рассматривать как генераторы потока (тока), дающие при постоянной скорости приводного двигателя некоторый расход Q_n , мало зависящий от давления в цепи (с точностью до расхода утечки через технологические зазоры в насосе);

б) падения давления на участках цепи с ламинарным течением пропорциональны величине расхода в первой степени, а на участках цепи с турбулентным течением – величине расхода во второй степени;

в) сумма падений давления в любом замкнутом контуре равна давлению насоса в этом контуре, а при отсутствии насоса – нулю;

г) для непрерывной струи сумма расходов в узлах схемы (в точках разветвления потоков) равна нулю.

На рис.6.3 приведена в качестве примера схема замещения некоторой гидравлической цепи, в которой гидравлические сопротивления трубопроводов (распределенные сопротивления) заменены сосредоточенными сопротивлениями $R_{л1}$, $R_{л2}$, $R_{л3}$, и $R_{л4}$, поскольку течение в них ламинарное. Кроме этого, в цепи имеется

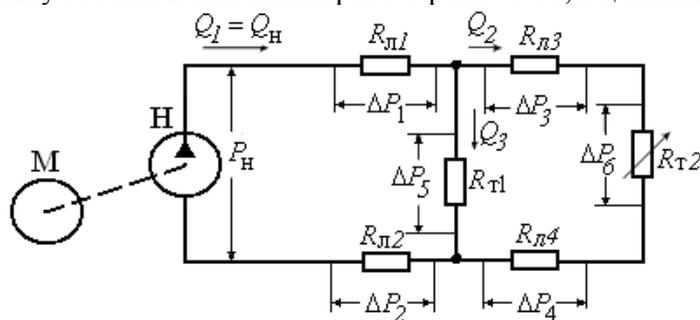


Рис. 6.3

два участка с турбулентным потоком, которые в схеме представлены в виде гидравлических сопротивлений $R_{Т1}$ и $R_{Т2}$ (сопротивление $R_{Т2}$ – переменное).

Для этой схемы можно записать следующие уравнения:

$$p_n = \Delta p_1 + \Delta p_2 + \Delta p_5 = Q_1(R_{л1} + R_{л2}) + Q_3^2 R_{Г1};$$

$$p_n = \Delta p_1 + \Delta p_2 + \Delta p_3 + \Delta p_4 + \Delta p_6 = Q_1(R_{л1} + R_{л2}) + Q_2(R_{л3} + R_{л4}) + Q_2^2 R_{Г2}; \quad Q_1 = Q_2 + Q_3.$$

Считая заданным расход $Q_1 = Q_n$ и зная величины всех сопротивлений, из этой системы уравнений можно найти значения Q_2 , Q_3 , и p_n .

6.3. Принцип действия и конструкции гидropневмомашин

6.3.1. Определения и классификация

Гидравлическими и пневматическими машинами в приводах называют насосы, компрессоры и двигатели. Насосы (компрессоры) преобразуют механическую энергию перемещения подвижных деталей – плунжера, поршня и т.п. – в механическую энергию потока жидкости (газа). Двигатели производят обратное преобразование. Насосы и двигатели являются обратимыми пассивными преобразователями, т.е. одна и та же машина может выполнять функции и насоса, и двигателя в зависимости от вида подводимой к ней энергии.

В приводах гидростатического типа используются два вида насосов – постоянной и переменной производительности. Насос постоянной производительности (неуправляемый насос) является нереверсивным генератором потока. При постоянной скорости приводного двигателя расход на выходе такого насоса мало зависит (с точностью до расхода утечки через технологические зазоры) от развиваемого им давления. Насос переменной производительности (управляемый насос) является реверсивным генератором потока рабочей среды, расход которого по величине и знаку при постоянной скорости приводного двигателя зависит от величины и знака управляющего сигнала, подаваемого на управляющий вход насоса, и мало зависит от развиваемого им давления. Если за входную величину насоса переменной производительности принять управляющий сигнал, то такой насос будет активным (параметрическим) преобразователем и его можно использовать как управляющее устройство для исполнительного двигателя.

Гидропневмодвигатели обычно делят по характеру движения выходного элемента (вала, штока) на двигатели с линейным и угловым (ограниченным и неограниченным) перемещением.

6.3.2. Гидропневмомашины с линейным перемещением

В приводах САУ широкое распространение в качестве исполнительных двигателей получили машины с линейным перемещением – поршневые и мембранные (рис. 6.4).

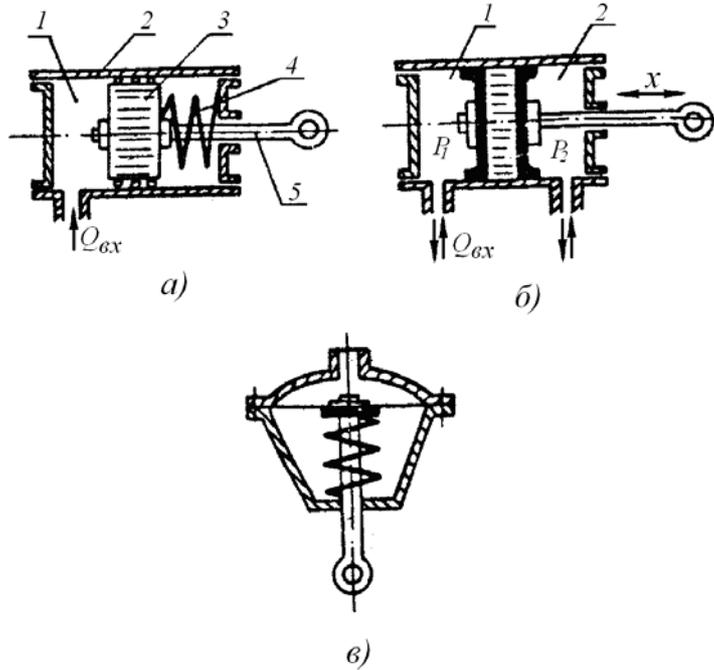


Рис. 6.4

В поршневом двигателе одностороннего действия (рис. 6.4, а) в рабочую полость 1 цилиндра 2 подается от насоса или компрессора жидкость или воздух с таким избыточным давлением, чтобы усилие, действующее на поршень 3, превышало силы сопротивления нагрузки и упругие силы возвратной пружины 4. При выполнении этого условия поршень движется вправо и через

шток 5 перемещает нагрузку. Обратное движение нагрузки и поршня происходит при снятии давления в рабочей полости за счет упругости возвратной пружины.

Двигатель двухстороннего действия (рис. 6.4, б) получает питание от реверсивного насоса или реверсивного управляющего устройства, благодаря чему разность давлений в рабочих полостях 1 и 2 $p_D = p_1 - p_2$, а следовательно, и усилие, действующее на поршень, могут иметь разный знак.

Двигатели типа рис. 6.4, а и б, часто называемые силовыми цилиндрами, широко используются в приводах непрерывного и дискретного (релейного, позиционного) действия и выполняются с широким диапазоном рабочих перемещений и усилий. Например, гидроцилиндры типа МГП (механизм гидравлический поршневой) при диаметре поршня от 60 до 125 мм и перепаде давления на нем 15 МПа развивают усилие от 30 до 130 кН, имея ход поршня от 25 до 400 мм.

Используя в пневмодвигателях такого типа поршни и сальники с графитовыми уплотнениями, можно работать при весьма высоких температурах двигателя и воздуха – до 800 – 1000 °С.

Назовем статическим режимом работы ИД режим движения поршня (штока) с постоянной скоростью, а статическим режимом идеального холостого хода – движение поршня с постоянной скоростью при отсутствии как внешних сил сопротивления, приложенных к штоку, так и внутренних, обусловленных силами трения поршня о стенки цилиндра и штока о сальники. В этом случае можно считать усилие, приложенное к поршню, равным нулю и $p_1 = p_2$ (рис. 6.4, б). Следовательно, даже при наличии технологических зазоров между стенками цилиндра и поршнем переток рабочей среды из одной полости цилиндра в другую (поток утечки) в этом режиме работы будет равен нулю. Изменение объема рабочей среды в единицу времени в одной из плоскостей цилиндра, равное при непрерывной струе входному (или выходному) расходу двигателя, определит скорость перемещения поршня:

$$Q_{ex} = \frac{dV}{dt} = S \frac{dx}{dt} = Sv_D,$$

где V – объем рабочей полости, v_0 – скорость перемещения поршня (штока) двигателя, S – рабочая площадь поршня. Откуда

$$v_D = \frac{1}{S} Q_{ex} = k_D Q_{ex}, \quad (6.1)$$

где $k_D = \frac{1}{S}$ – коэффициент передачи двигателя в статическом режиме идеального холостого хода.

Зависимости, определяющие скорость двигателя в других статических режимах (реального холостого хода, при работе под нагрузкой) и в динамическом режиме, будут рассмотрены ниже.

Основной недостаток рассматриваемых двигателей – трудность уплотнения поршней и сальников, особенно в гидроприводах с агрессивными рабочими жидкостями, так как при утечках через такие технологические зазоры рабочей среды требуется не только постоянный уход за системой, но и ухудшаются ее характеристики (появляется зона нечувствительности, уменьшается жесткость механических характеристик, нарушается их линейность и т.д.). Этих недостатков лишены мембранные гидропневмодвигатели (рис. 6.4, в). В них подвижным элементом является круглая гибкая мембрана, соединенная в центре со штоком, а по окружности плотно зажата между двумя половинами корпуса двигателя. В замкнутый объем, образованный мембраной и верхней частью корпуса, подается под давлением рабочая среда, что приводит к прогибу мембраны и перемещению штока. Обратный ход штока обычно обеспечивается возвратной пружиной, сжимаемой при прямом ходе штока. Такие двигатели особенно удобны в тех случаях, когда требуется небольшие перемещения (порядка единиц – десятков миллиметров) при больших перестановочных усилиях. Мембранные двигатели, так же как и силовые цилиндры, могут быть использованы как в приводах непрерывного действия, так и в релейных приводах.

На рис. 6.5 показаны конструкции гидропневмомашин с угловым перемещением. На рис. 6.5, а приведено поперечное сечение машины лопасного типа с ограниченным угловым перемещением. Она представляет собой цилиндр 1, вдоль которого расположен вал 2. В цилиндре установлена радиально неподвижная перегородка 3, а на валу закреплена лопасть 4. Перегородка и

лопасть делят объем цилиндра на две полости. Если давления в полостях равны, то на лопасть действует усилие, равное разности давлений, умноженной на площадь лопасти. Угловое перемещение вала в двигателях этого типа составляет $60 - 270^\circ$.

Угловое перемещение нагрузки можно также получить, используя поршневой двигатель с линейным перемещением и преобразованием последнего в угловое с помощью кривошипно-шатунного механизма или передачи типа зубчатая рейка-шестерня (рис. 6.5, б и в).

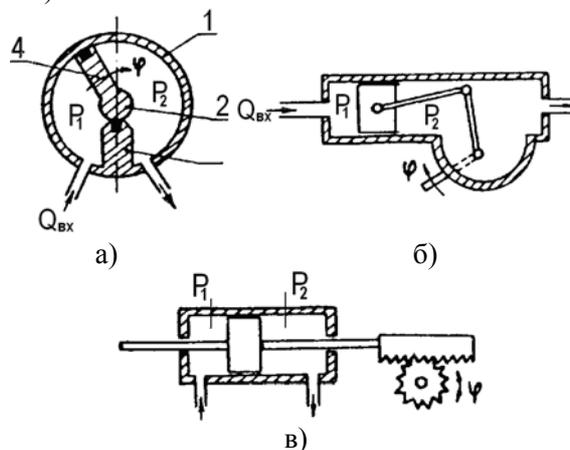


Рис. 6.5

6.3.3. Шестеренчатые гидромашины

Одной из широко распространенных гидромашин с неограниченным угловым перемещением является шестеренчатая машина (рис. 6.6). Шестерни 2 и 7, находящиеся в зацеплении, помещены с минимальными зазорами в корпус 3, имеющий входной 5 и выходной 1 каналы. Одна из шестерен закреплена на валу 6, выходящем из корпуса, вторая свободно сидит на оси. Если шестерни привести во вращение в направлении, указанном стрелками, то машина будет работать как насос, засасывая жидкость через входной канал 5 и нагнетая ее в выходной канал 1.

Если утечки жидкости через зазоры между шестернями и корпусом (например, в режиме идеального холостого хода)

отсутствуют, то при повороте шестерен на один радиан через машину будет перемещен объем жидкости $q = 2V_0 \frac{z}{2\pi} = V_0 \frac{z}{\pi}$, где V_0 – объем одной межзубцовой впадины 4, z – число зубцов шестерни.

При вращении шестерен с частотой ω_n расход жидкости на выходе насоса в режиме идеального холостого хода

$$Q_n = q\omega_n = V_0 \frac{z}{\pi} \omega_n = k_n \omega_n, \quad (6.2)$$

где $k_n = V_0 \frac{z}{\pi}$ – коэффициент передачи насоса в статическом режиме идеального холостого хода.

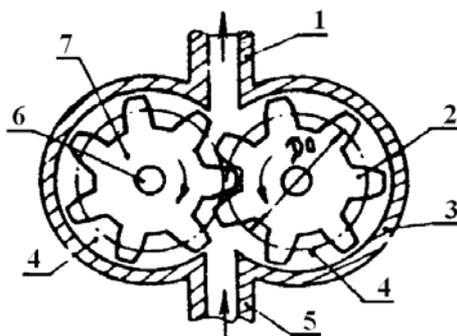


Рис. 6.6

Если подавать в такую машину жидкость под давлением, то машина будет работать как двигатель и шестерни придут во вращение с частотой (без учета утечек)

$$\omega_d = \frac{Q_{вх}}{q} = \frac{Q_{вх}\pi}{V_0 z} = k_d Q_{вх}, \quad (6.3)$$

где $Q_{вх}$ – расход на входе, $k_d = \frac{\pi}{V_0 z}$ – коэффициент передачи двигателя в режиме идеального холостого хода.

Шестеренчатые машины в ГПП САУ в основном используются в качестве неуправляемых гидронасосов (насосов постоянной производительности). В качестве двигателей такие машины применяются редко, так как они неустойчиво работают при малых скоростях и обладают плохими пусковыми свойствами.

6.3.4. Поршневые гидромашины вращательного действия радиального типа

Более универсальными являются гидромашины поршневого (плунжерного) типа с плоскостной и пространственной кинематикой (радиальные и аксиальные).

На рис. 6.7 схематично показана конструкция плунжерной гидромашины радиального типа (с плоскостной кинематикой). Она состоит из внешней кольцевой обоймы 1, внутри которой вращается дискообразный блок цилиндров 2. Последний свободно сидит на неподвижной оси 3 и имеет выходной вал 4. В теле оси 3 имеются две полости 6 и 8, к которым подходят подводящий 5 и отводящий 7 каналы. Центр блока цилиндров расположен эксцентрично относительно центра внешней обоймы (e – эксцентриситет). В теле блока цилиндров в радиальном направлении имеется несколько (обычно семь – девять) цилиндров 9, внутри которых свободно перемещаются поршни-плунжеры 10.

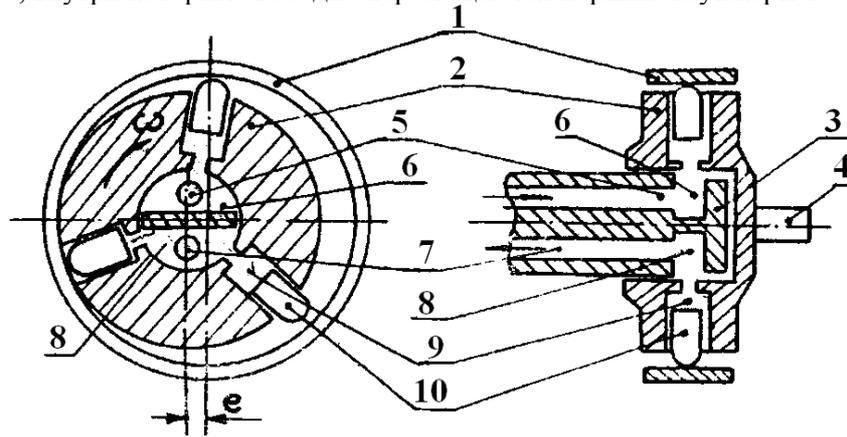


Рис. 6.7

Предположим, что полость b заполнена жидкостью. Приведем блок цилиндров 2 во вращение по часовой стрелке с частотой ω . Тогда в любом цилиндре верхней полуплоскости (относительно горизонтальной оси) поршень под действием центробежной силы выдвигается из цилиндра и скользит по внутренней поверхности обоймы 1 . При этом в рабочую полость цилиндра из полости b засасывается жидкость, поступающая по каналу 5 , т.е. при движении цилиндра в верхней полуплоскости происходит такт всасывания. После перехода цилиндра в нижнюю полуплоскость поршень вдвигается в цилиндр, выжимая из него жидкость в полость 8 и далее по каналу 7 во внешнюю цепь, т.е. при движении цилиндра в нижней полуплоскости происходит такт нагнетания. Следовательно, за один оборот блока цилиндров во всех цилиндрах пройдет по одному такту всасывания и нагнетания. Гидромашина работает как насос.

При изменении направления вращения блока цилиндров или изменении знака эксцентриситета направление течения жидкости через гидромашину изменится на обратное, т.е. жидкость будет засасываться по каналу 7 и нагнетаться по каналу 5 . Другими словами, такая машина, работающая в режиме насоса, позволяет изменять знак выходного расхода Q_n .

Если же в канал 5 нагнетать жидкость под давлением от внешнего насоса, то она, поступая в цилиндры верхней полуплоскости, давит на поршни и прижимает их к внутренней поверхности обоймы. В силу, действующей на поршень со стороны обоймы, благодаря наличию эксцентриситета появится тангенциальная составляющая, направленная по часовой стрелке. Под действием этой силы поршень начнет перемещаться по часовой стрелке, увлекая за собой блок цилиндров и вращая выходной вал машины. Машина перейдет в режим работы двигателем. При изменении знака входного расхода, т.е. при нагнетании жидкости в канал 7 , или при изменении знака эксцентриситета направление вращения блока цилиндров и выходного вала изменится на обратное.

Таким образом, данная гидромашина, являясь обратимой, может работать и как насос, и как двигатель. Основные зависимости для нее удобнее установить, рассматривая ее работу в режиме насоса.

При повороте блока цилиндров на один радиан в режиме идеального холостого хода насоса, т.е. при отсутствии падения давления во внешней цепи и потерь давления на внутренних каналах машины, насос перекачает объем жидкости $q = \frac{V_0 z}{2\pi}$, где V_0 – объем, вытесненный одним поршнем, z – число цилиндров.

При вращении блока цилиндров с частотой ω_n выходной расход насоса

$$Q_n = q \omega_n = V_0 \frac{z}{\pi} \omega_n. \quad (6.4)$$

При постоянных значениях всех величин, входящих в выражение (6.4), расход на выходе насоса в принятом режиме работы постоянен, т.е. имеем нерегулируемый насос – насос постоянной производительности. Если же изменять эксцентриситет e (и, следовательно, V_0), получаем управляемый насос (насос переменной производительности). Машина может быть использована и в двигательном режиме.

Поршневые гидромашины радиального типа в ГПП большей частью используются как управляемые насосы. В двигательном режиме они используются реже, в основном как относительно тихоходные двигатели с большим крутящим моментом в системах невысокого быстродействия.

6.3.5. Поршневые гидромашины вращательного действия аксиального типа

На рис. 6.8 схематично показана одна из возможных конструкций поршневой машины вращательного действия с пространственной кинематикой аксиального типа. В неподвижном обойме 1 вращается относительно горизонтальной оси блок цилиндров 2, в котором в аксиальном направлении расположены цилиндры 8. В обойме сформированы две полости 3 и 6 с входным 5 и выходным 4 каналами. Штоки поршней 7 шарнирно закреплены на наклонной шайбе 9, сидящей на выходном валу 10, расположенном под углом α относительно оси блока цилиндров,

который с помощью шарнира Гука *11* также соединен с наклонной шайбой.

Приведем во вращение вал *10* с наклонной шайбой *9* с частотой ω . Это вращение через шарнир Гука передается блоку цилиндров, который также будет вращаться с частотой ω . При этом поршни *7*, вращаясь вместе с блоком цилиндров, относительно цилиндров совершают возвратно-поступательные движения. При движении цилиндра в левой полуплоскости (при вращении блока цилиндров по часовой стрелке) поршень выдвигается из цилиндра, а при движении в правой полуплоскости – вдвигается в цилиндр. Таким образом, за один оборот блока цилиндров каждый поршень совершит по одному такту всасывания и нагнетания, засасывая из полости *6* жидкость, поступающую по каналу *5*, и нагнетая ее в полость *3* и выходной канал *4*. При изменении направления

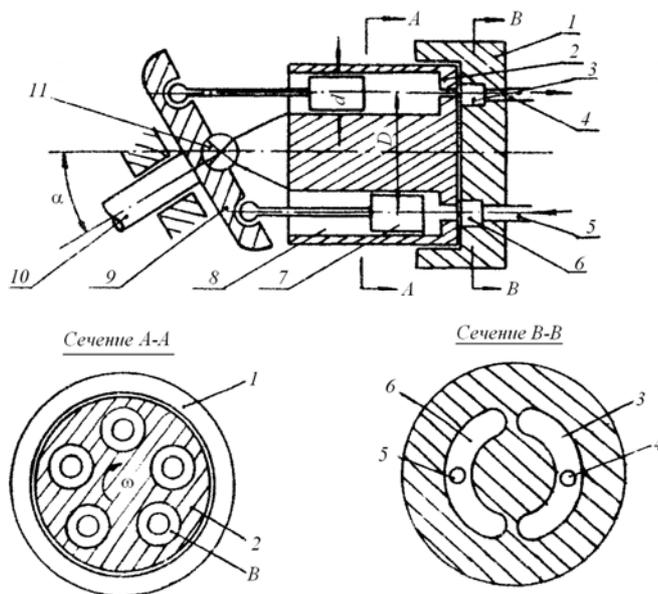


Рис. 6. 8

вращения выходного вала машины или при изменении знака угла α наклона выходного вала направление движения изменится на

обратное, т.е. жидкость будет засасываться по каналу 4 и нагнетаться в канал 5.

Если же подавать жидкость по каналу 5 в полость 6 под давлением от какого-либо насоса, то машина перейдет в двигательный режим работы, вращая выходной вал 10, поскольку в силах давления штоков поршней на наклонную шайбу имеются тангенциальные составляющие, стремящиеся повернуть шайбу.

При повороте блока цилиндров на один радиан в режиме идеального холостого хода насоса машина перекачает объем жидкости $q = V_0 z / 2\pi$, где V_0 – объем, вытесняемый одним поршнем, z – число цилиндров. $V_0 = hS = Dtg\alpha \cdot \pi d^2 / 4$, где $h = Dtg\alpha$ – ход поршня; $S = \pi d^2 / 4$ – площадь поршня; d – диаметр поршня; D – диаметр делительной окружности блока цилиндров. Тогда $q = d^2 D z tg\alpha / 8$.

При вращении блока цилиндров с частотой ω_n выходной расход насоса

$$Q_n = q\omega_n = \frac{d^2 D z \omega_n}{8} tg\alpha. \quad (6.5)$$

При постоянных значениях частоты вращения насоса и угла поворота оси наклонной шайбы имеем насос постоянной производительности.

Для управления производительностью насоса при постоянной его частоте вращения необходимо изменять ход поршня, что в конструкции такого типа возможно путем изменения угла α , в этом случае

$$Q_n = q\omega_n = \frac{d^2 D z \omega_n}{8} tg\alpha = \kappa_n A_y, \quad (6.6)$$

где $\kappa_n = d^2 D z \omega_n / 8$ – коэффициент передачи насоса в режиме идеального холостого хода; $A_y = tg\alpha$ – сигнал управления.

Вследствие обратимости машины выражение (6.6) может быть использовано и для двигательного режима ее работы. В этом случае при постоянном α частота вращения выходного вала двигателя в режиме идеального холостого хода

$$\omega_d = \frac{8Q_{вх}}{d^2 Dz tg \alpha} = \kappa_d Q_{вх}, \quad (6.7)$$

где $Q_{вх}$ – входной расход рабочей жидкости; $\kappa_d = \frac{8}{d^2 Dz tg \alpha}$ – коэффициент передачи двигателя в режиме идеального холостого хода.

Поршневые гидромашины аксиального типа в современных ГПП используются и как управляемые насосы, и как двигатели. Двигатели такого типа отличаются хорошими динамическими качествами, высокой частотой вращения (до $4 \cdot 10^4$ об/мин) и небольшими габаритами и весом на единицу мощности.

Рассмотренные в этой главе гидромашины не исчерпывают всего их многообразия, они могут лишь служить примерами возможностей построения управляемых и неуправляемых насосов и двигателей с различными характерами движения выходного элемента.

6.4. Статические характеристики гидropневмомашин

6.4.1. Статические характеристики управляемых насосов

Статическим режимом работы насоса будем называть режим, при котором в случае неизменного во времени управляющего сигнала расход на выходе насоса Q_n и статическое давление в системе «насос – нагрузочная цепь» также постоянны во времени. Работу насоса на внешнюю (нагрузочную) цепь можно представить в виде схемы замещения (рис. 6.9, а). В частном случае цепь может иметь в статическом режиме работы или постоянное гидравлическое сопротивление $R = R_d + R_T$ или создавать постоянное противодействие p . Последний случай имеет место, например, при подъеме насосом жидкости на некоторую высоту h (рис. 6.9, б) или при работе насоса на исполнительный двигатель, имеющий постоянный момент (силу) сопротивления. На рис. 6.9, в приведена схема, в которой насос работает на поршневой двигатель, перемещающий некий груз G по плоскости. Пусть сила сопротивления равна силе трения груза G о плоскость и

собственным силам трения ИД (поршня о стенки цилиндра, штока о сальник). В этом случае противодействие, создаваемое двигателем для насоса, $p = p_1 - p_2 = F/S$, где S – площадь поршня ИД. При постоянном усилии давление p также постоянно.

Рассмотрим сначала работу насоса в режиме холостого хода. Для наглядности возьмем в качестве насоса простейшую поршневую машину (рис. 6.9, з), соединим его входной и выходной каналы трубопроводом достаточно большого диаметра и будем перемещать поршень с постоянной скоростью v . При движении поршня из левого крайнего положения в правое крайнее машина будет работать как насос, перегоняя жидкость из полости 1 в полость 2. Если гидравлическое сопротивление соединительного трубопровода ничтожно мало, то можно считать, что насос работает в режиме холостого хода и его схема замещения примет вид схемы рис. 9, д.

Пренебрегая гидравлическими сопротивлениями (чаще всего турбулентными) R_{TH} входных и выходных каналов насоса (на рис. 6.9, з они обведены пунктирными кружками), имеем режим идеального холостого хода, при котором в системе «насос – нагрузка» статическое давление равно нулю ($p_1 = p_2 = 0$). При этом поток утечки Q_v между стенками цилиндра и поршнем также равен нулю. В этом режиме $Q_{xx} = Sv = \kappa_H v = \kappa_H A_y$, где κ_H – коэффициент передачи насоса в режиме идеального холостого хода, A_y – сигнал управления, позволяющий изменять выходной расход насоса. Для насосов других конструкций также справедливо общее выражение $Q_{xx} = \kappa_H A_y$.

В режиме реального холостого хода учитывают падение давления на гидравлическом сопротивлении R_{TH} входных и выходных каналов насоса. Поскольку в этих каналах, а также при входе и выходе из них поток, как правило, турбулентный, падение давления на них $p_{TH} = Q_H^2 R_H$. Если сопротивление соединительного трубопровода равно нулю, то $p_{TH} = p_1 - p_2$. В этом случае в насосе

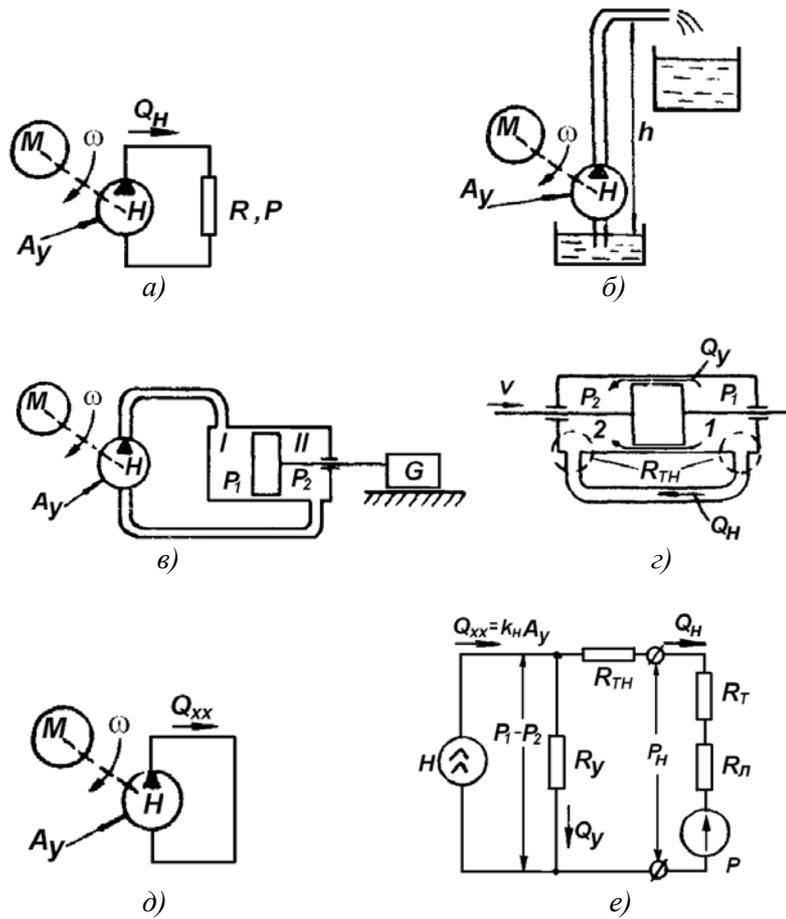


Рис. 6.9

будет иметься поток утечки

$$Q_y = (p_1 - p_2) / R_y = p_{тн} / R_y = R_{тн} Q_H^2 / R_y,$$

где R_y – гидравлическое сопротивление путей потока утечки, принятого для простоты ламинарным. Тогда расход на выходе насоса $Q_H = Q_{xx} - Q_y = k_H A_y - R_{тн} Q_H^2 / R_y$, откуда уравнение статической регулировочной характеристики насоса в режиме реального холостого хода примет вид:

$$Q_H + \frac{R_{TH}}{R_v} Q_H^2 = \kappa_H A_v. \quad (6.8)$$

Графический вид этой характеристики показан на рис. 6.10.

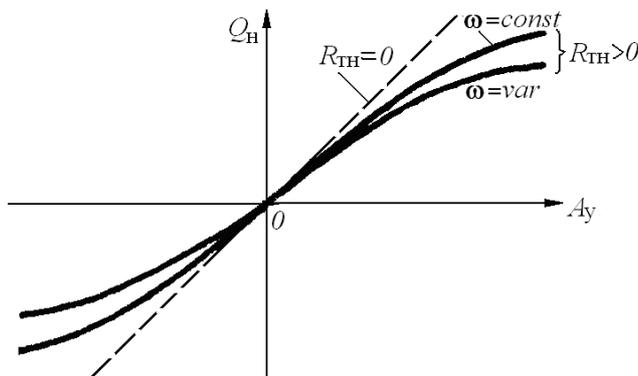


Рис. 6.10

Выражение (6.8) справедливо для управляемых насосов типа изображенных на рис. 6.7 и 6.8 только при постоянной скорости вращения ω приводного двигателя, поскольку κ_H зависит от ω . Если приводной двигатель M таких насосов имеет конечную жесткость γ механической характеристики, то по мере увеличения A_v и роста Q_H будет увеличиваться и тормозной момент на валу приводного двигателя, что приведет к падению ω на величину $\Delta\omega$. Тогда уравнение регулировочной характеристики насоса в режиме реального холостого хода примет вид:

$$Q_H + \frac{R_{TH}}{R_v} Q_H^2 = \kappa_H \left(1 - \frac{\Delta\omega}{\omega_{xx}} \right) A_v.$$

Регулировочная характеристика в этом случае будет более нелинейной, чем при $\omega = \text{const}$ (см. рис. 6.10).

При работе насоса на нагрузку, т.е. при работе на внешнюю цепь, имеющую конечные значения гидравлических сопротивлений и противодавление p , разность давлений в рабочих полостях $p_1 - p_2$ будет больше, так как в этом случае в соответствии со

схемой замещения насоса (рис. 6.9, е):

$p_1 - p_2 = Q_H^2 R_{TH} + Q_H R_L + Q_H^2 R_T + p$. Вследствие этого увеличится поток утечки и выходной расход уменьшится:

$$Q_H = Q_{xx} - Q_V = \kappa_H A_V - \frac{p_1 - p_2}{R_V} = \kappa_H A_V - \frac{R_L}{R_V} Q_H - \frac{R_{TH} + R_T}{R_V} Q_H^2 - \frac{p}{R_V},$$

откуда

$$Q_H \left(1 + \frac{R_L}{R_V} \right) + Q_H^2 \frac{R_{TH} + R_T}{R_V} = \kappa_H A_V - \frac{p}{R_V}. \quad (6.9)$$

При $A_V = \frac{p}{\kappa_H R_V}$ во внешней цепи расхода не будет за счет

наличия Q_V .

С учетом снижения скорости приводного двигателя будем иметь:

$$Q_H \left(1 + \frac{R_L}{R_V} \right) + Q_H^2 \frac{R_{TH} + R_T}{R_V} = \kappa_H A_V \left(1 - \frac{\Delta\omega}{\omega_{xx}} \right) - \frac{p}{R_V}. \quad (6.10)$$

По уравнению (6.9) или (6.10) можно построить регулировочные и внешние характеристики насоса при работе на нагрузку. На рис. 6.11 приведены характеристики по выражению (6.10). Нелинейность внешних характеристик определяется величиной гидравлических сопротивлений для турбулентного потока, наклон – сопротивлением путей потока утечки.

Регулировочные характеристики рис 6.11, а соответствуют режиму работы насоса на переменные гидросопротивления R_T без противодействия ($p=0$), рис. 6.11, б – режиму работы на переменное противодействие при постоянном гидросопротивлении R_T . На рис. 6.11, в показан вид внешних характеристик $Q_H = f(p)$ при $A_V = \text{const}$ для режима работы на переменное внешнее противодействие. Участки внешних характеристик во втором и четвертом квадрантах, нарисованные сплошными линиями, соответствуют двигательному режиму работы гидромашины, а

пунктирными – режиму противотока, когда через машины под действием большого внешнего противодавления протекает поток утечки.

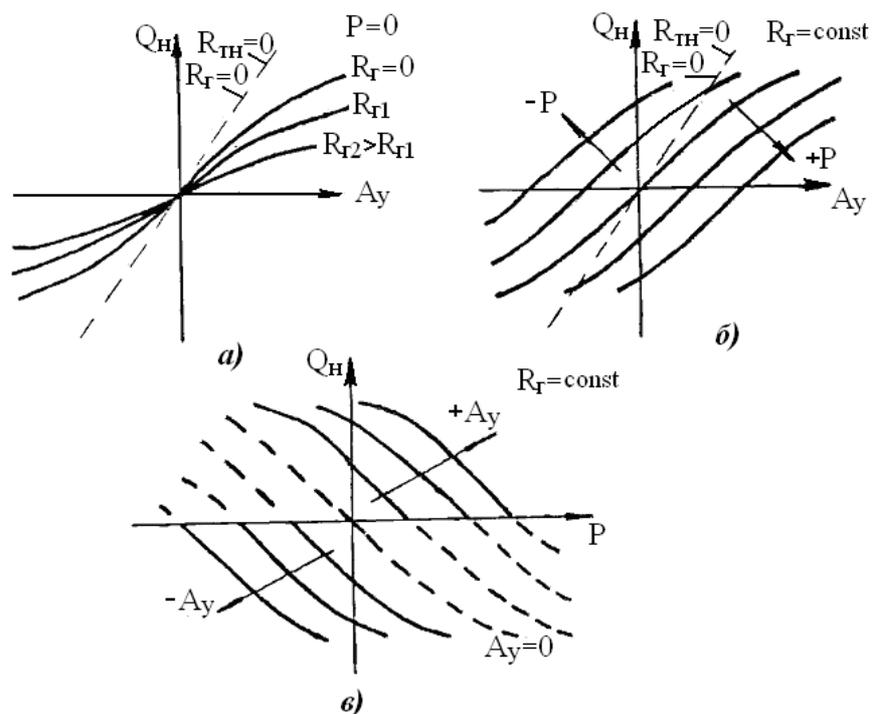


Рис. 6. 11

6.4.2. Статические характеристики гидropневмодвигателей

Основной характеристикой гидropневмодвигателей (ГПД) является зависимость скорости или перемещения выходного элемента двигателя от величины входного управляющего сигнала. Так как скорость ГПД определяется входным расходом рабочей среды, то величину расхода и примем за управляющий сигнал ($A_y = Q_{\text{вх}}$). Нагрузочным параметром ГПД является сила F_c или момент сопротивления M_c (собственный и внешний, определяемый внешней нагрузкой двигателя (рис. 6.12, а)).

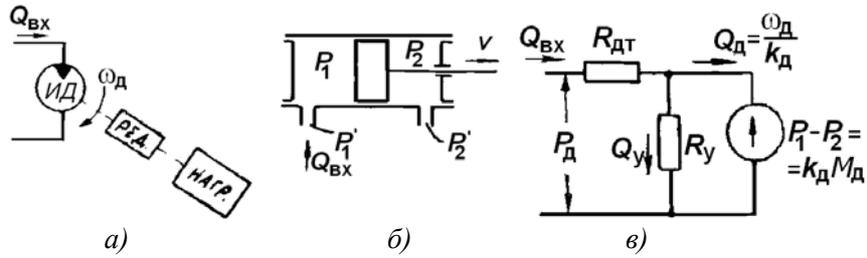


Рис. 6. 12

Тогда приближенное уравнение функциональной характеристики ГПД можно записать:

для ИД с линейным перемещением

$$v_d(t) = f [Q_{вх}(t), F_c(t)], \quad (6.11)$$

для ИД с угловым перемещением

$$\omega_d(t) = f [Q_{вх}(t), M_c(t)]. \quad (6.12)$$

Поскольку уравнения (6.11) и (6.12) аналогичны (одно можно получить из другого заменой ω и M_c на v и F_c соответственно), в дальнейшем будем использовать одно из них, а именно (6.12). Статической характеристикой ГДП в этом случае будет зависимость вида $\omega_d(t) = f(Q_{вх}, M_c) = f(Q_{вх}, M_d)$.

В режиме идеального холостого хода ($M_d = 0$) выражения для регулировочной характеристики $\omega_d(t) = f(Q_{вх})$ были получены в разделе 6.3 для различных типов двигателей в виде:

$$\omega_d(t) = k_d Q_{вх} \text{ или } v_d(t) = k_d Q_{вх}, \quad (6.13)$$

где k_d – коэффициент передачи двигателя в этом режиме, определяемый конструктивными параметрами ИД. В режиме идеального холостого хода разность давлений в рабочих полостях двигателя $p_1 - p_2$ (например, в схеме двигателя на рис. 6.12, б) равна нулю, поскольку при $v = \text{const}$, $F_c = F_d = (p_1 - p_2)S = 0$, где F_d – сила, развиваемая двигателем; S – площадь поршня. Давление же $p_1' - p_2'$, подводимое к двигателю, не равно нулю, так как будут иметь место падения давления на гидравлических сопротивлениях входных, выходных и внутренних каналов двигателя. Если считать потоки в этих каналах турбулентными, то $(p_d)_{хх} = p_1' - p_2' = Q_{вх}^2 R_{тд}$, где $R_{тд}$ – гидравлическое сопротивление двигателя для турбулентных потоков. Поэтому даже в режиме идеального

холостого хода мощность на входе двигателя равна не нулю, а мощности гидравлических потерь: $N_{гп} = (p_d)_{хх} Q_{вх} = Q_{вх}^3 R_{гд}$.

Регулировочная характеристика ГПД в режиме идеального холостого хода показана на рис. 6.13, а пунктиром.

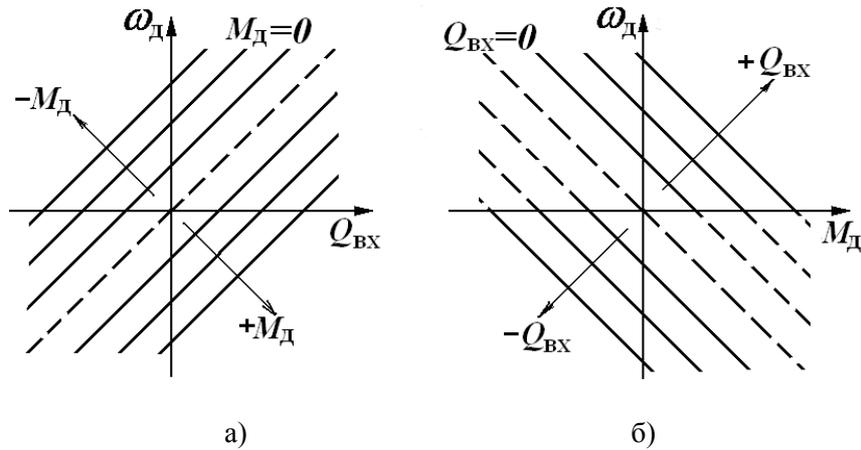


Рис. 6.13

При работе ГПД в режиме реального холостого хода и под нагрузкой $M_d \neq 0$ ($F_d \neq 0$). В режиме холостого хода $M_d = M_{сд}$, где $M_{сд}$ – собственный момент сопротивления двигателя, а под нагрузкой $M_d = M_{сд} + M_n$, где M_n – статический момент нагрузки, приведенный к валу двигателя. В статике $M_d = M_c$ ($F_d = F_c$). В этом случае разность давлений в рабочих полостях двигателя (например,

рис. 6.12, б) $p_1 - p_2 = \frac{F_d}{S} = \frac{F_{сд} + F_n}{S}$ и при наличии

технологических зазоров между стенками цилиндра и поршнем имеет место поток утечки $Q = \frac{(p_1 - p_2)}{R_y}$, где R_y – гидравлическое

сопротивление путей потока утечки в предположении, что он ламинарный. Тогда расход рабочей среды, обеспечивающий перемещение поршня, $Q_d = Q_{вх} - Q_y$, а частота вращения двигателя:

$$\omega_d = k_d Q_d. \quad (6.14)$$

Механическая мощность, развиваемая двигателем $N_{\text{МЕХ}} = \omega_{\text{д}} M_{\text{д}}$, равна мощности потока жидкости в рабочих плоскостях $(p_1 - p_2) Q_{\text{д}}$, откуда $p_1 - p_2 = \frac{\omega_{\text{д}} M_{\text{д}}}{Q_{\text{д}}}$, или с учетом (6.14)

$$p_1 - p_2 = \omega_{\text{д}} M_{\text{д}}. \quad (6.15)$$

Полное давление, подводимое к двигателю,

$$p_{\text{д}} = p_1' - p_2' = p_1 - p_2 + (p_{\text{д}})_{\text{хх}} = \omega_{\text{д}} M_{\text{д}} + Q_{\text{вх}}^2 R_{\text{гд}}. \quad (6.16)$$

Следовательно, оно зависит от нагрузки $M_{\text{н}}$ двигателя, а при малых собственных моментах (силах) сопротивления и малых гидравлических потерях в нем целиком определяется величиной внешней нагрузки.

На основании изложенного, схему замещения ГПД можно представить в виде рис. 6.12, в. Для нее можно записать:

$$Q_{\text{вх}} = Q_{\text{д}} + Q_{\text{у}} = \frac{\omega_{\text{д}}}{k_{\text{д}}} + \frac{p_1 + p_2}{R_{\text{у}}} = \frac{\omega_{\text{д}}}{k_{\text{д}}} + \frac{k_{\text{д}} M_{\text{д}}}{R_{\text{у}}}, \quad (6.17)$$

откуда уравнение статической характеристики ГПД будет:

$$\omega_{\text{д}} = k_{\text{д}} Q_{\text{вх}} - \frac{k_{\text{д}}}{R_{\text{у}}} M_{\text{д}}. \quad (6.18)$$

На рис. 6.13 приведены семейства регулировочных (а) и внешних (б) характеристик ГПД согласно уравнению (6.18).

Жесткость внешних (механических) характеристик $\gamma = \left| \frac{\partial M}{\partial \omega} \right| = \frac{R_{\text{у}}}{k_{\text{д}}^2}$ определяется величиной сопротивления потока

утечки. Сводя до минимума технологические зазоры, можно получить двигатель с большими $R_{\text{у}}$, а, следовательно, с большой жесткостью механических характеристик. Двигатель без утечек (например, мембранный) имеет абсолютно жесткие механические характеристики ($\gamma = \infty$).

Участки внешних характеристик, лежащие во втором и четвертом квадрантах, соответствуют тормозным режимам работы ГПД. На участках характеристик, нарисованных в этих квадрантах сплошными линиями, машина работает в режиме насоса, а пунктирными – в режиме противовключения. Характеристика, проходящая через начало координат ($Q_{вх} = 0$), соответствует запертой (перекрытой) внешней цепи двигателя.

Уравнение статической характеристики (6.18) получено для двигателя, у которого имеется поток утечки только между рабочими полостями (например, для схемы двигателя на рис 6.12, б). У некоторых двигателей, например, типа схем рис. 6.7 и 6.8, могут иметь место дополнительные потоки утечки между вспомогательными входными и выходными полостями (у схемы двигателя на рис. 6.8 – между полостями б и 8, у схемы двигателя на рис 6.8 – между полостями 3 и б). В этом случае схема замещения двигателя имеет более сложный вид, однако методика, изложенная выше, может быть использована и в этом случае.

6.5. Гидравлические и пневматические управляющие устройства

Гидравлические или пневматические управляющие устройства (ГПУУ) служат для управления мощностью потока жидкости или газа, поступающего от насоса или компрессора к какому-либо потребителю. В гидропневмоприводах такими потребителями являются ГПД.

Для большинства ГПУУ входным сигналом является механическое перемещение.

Все ГПУУ построены или на принципе дросселирования жидкости (газа) через отверстие переменного сечения (дроссельные ГПУУ), или на принципе изменения количества жидкости (газа), поступающего в виде струи в приемные отверстия устройства при изменении направления струи (струйные ГПУУ).

ГПУУ могут быть однокаскадными и многокаскадными, в конструктивном отношении – автономными (в виде отдельного конструктивного блока) и встроенными (объединенными в единой конструкции с ГПД). Используя во входных цепях ГПУУ преобразователи электрического сигнала в механическое

перемещение, строят электрогидравлические или электропневматические усилители, имеющие электрический входной сигнал.

Поскольку многокаскадные ГПУУ являются комбинацией последовательно включенных однокаскадных, а электрогидравлические и электропневматические усилители – комбинацией ГПУУ с электромеханическим преобразователем, рассмотрим сначала принцип действия, конструкции и характеристики однокаскадных ГПУУ.

6.5.1. Золотниковые управляющие устройства (золотники)

Золотниковые управляющие устройства – наиболее распространенный тип ГПУУ, особенно в системах высокого давления. В многокаскадных ГПУУ золотники обычно используются в качестве мощных выходных каскадов для непосредственного питания рабочих полостей ГПД. Золотники, являясь реверсивными устройствами, в основном применяются при управлении реверсивными ГПД или двигателями двухстороннего действия для плавного изменения скорости двигателя от нуля до максимального значения. По принципу действия золотники – управляющие дроселирующие устройства, изменяющие расход на выходе за счет изменения гидравлических сопротивлений дроселей переменного значения. По конструкции различают золотники поступательного (с линейным входным перемещением) и поворотного действия (цилиндрические и плоские, с угловым входным перемещением). В гидропневмоприводах САУ наибольшее распространение получили золотники поступательного действия, принцип действия которых можно пояснить по рис. 6.14, а. Такой золотниковый механизм состоит из цилиндрического корпуса 1 (на рис. 6.14 дан продольный разрез) и собственно золотника, состоящего из штока 2 и двух поршней-буртиков 3. На внутренней поверхности корпуса имеются две кольцевые канавки 4 с выводными каналами, соединенными с нагрузкой, в данном примере – с рабочими полостями ГПД. Два поршня-буртика делят внутренний объем корпуса на три полости. Средняя полость соединена с питающей магистралью, по которой в нее подается рабочая среда под давлением p_n . Две крайние полости имеют

отверстия; по ним рабочая среда от нагрузки поступает или на слив, или в возвратную магистраль насоса (компрессора). Давление p_0 в этих полостях обычно равно или близко к атмосферному.

Предположим, что ширина a поршня-буртика 3 немного больше ширины b канавки 4 (рис. 6.14, ε). Тогда в среднем положении золотника (рис. 6.14, a) буртики своими цилиндрическими поверхностями перекрывают канавки, и жидкость или газ из средней полости не может поступать в ГПД, а из рабочих полостей ГПД – в крайние полости и на слив. Если сместить золотник из среднего положения, например, вправо, как на рис. 6.14, b , между кромками канавок и поршня образуются два отверстия кольцевой формы 5 и 6. Через отверстие 5 жидкость или воздух из средней полости поступает к нагрузке, а через отверстие 6 рабочая среда от нагрузки идет на слив или возвращается к насосу (компрессору). Поршень двигателя в данном случае перемещается влево.

Значение расхода Q_x рабочей среды, поступающей к нагрузке, зависит от гидравлических сопротивлений кольцевых отверстий 5 и 6, т.е. от положения поршней 3 золотника относительно канавок 4. Задавая различные значения смещения x поршней относительно среднего положения, можно изменять выходной расход $Q_x(x)$ золотникового устройства. При перемещении поршней золотника из среднего положения влево рабочая среда из средней полости будет поступать в левый выходной канал золотника, т.е. изменится знак расхода, и в этом случае направление движения ГПД изменится на обратное. Таким образом, величина смещения поршней золотника определяет величину его выходного расхода, а знак смещения – знак расхода. Следовательно, золотник является реверсивным управляющим устройством.

Необходимо подчеркнуть, что на рис. 6.14 ГПД показан условно, не в масштабе. В действительности размеры золотникового механизма значительно меньше управляемого им двигателя. Золотник с выходной мощностью несколько сотен ватт – единицы киловатт обычно имеет длину порядка 50 – 60 мм и диаметр поршней 10 – 15 мм.

В золотнике рис. 6.14, a и b ширина a поршня-буртика 3 больше или равна ширине b кольцевых канавок 4 в корпусе или соответствующих окон в гильзе (рис. 6.14, ε и δ). Такие золотники

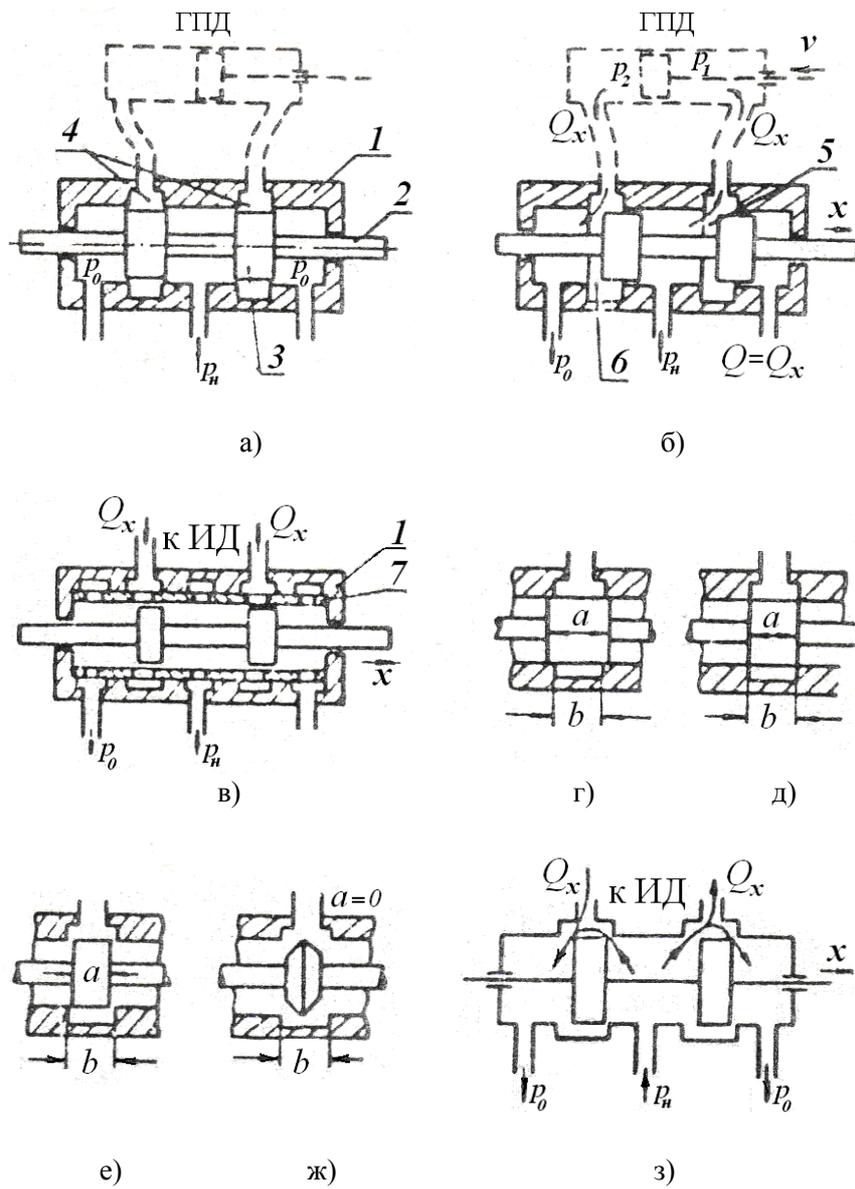


Рис. 6.14

получили название золотников с перекрытием, или отсечных, поскольку в среднем положении поршни перекрывают канавки и «отсекают» рабочие полости ГПД от полостей золотника. В этом случае даже при наличии активных сил (моментов) сопротивления нагрузки двигатель неподвижен (при несжимаемой жидкости). При смещении поршней из среднего положения золотник обладает зоной нечувствительности по входному сигналу x , равной $\Delta x = \frac{\pm(a+b)}{2}$. Для получения максимального проходного сечения кольцевых зазоров a и b необходимо переместить поршни на $x_{\max} = \frac{(a+b)}{2}$. Золотники, имеющие $a < b$ (рис. 6.14, *е*) или даже $a = 0$ (рис. 6.14, *ж*), не обладают зоной нечувствительности. Они получили название проточных, поскольку при всех $|x| < \frac{(b-a)}{2}$ рабочая среда может перетекать из средней полости в крайние и идти на слив (рис. 6.14, *з*). В проточных золотниках, так же как и в отсечных, максимальное перемещение поршней $x_{\max} = \frac{(a+b)}{2}$. В настоящее время используются как проточные, так и отсечные золотники, причем перекрытие последних делается небольшое (10 – 20 мкм). Золотники с $a = 0$ используются только в системах, где требуется весьма высокая чувствительность и максимальное усилие. Радиальные зазоры между поршнем золотника и корпусом для уменьшения утечек и стабилизации характеристик также берутся небольшими (10 – 12 мкм при диаметре поршня золотника 10 – 15 мм). Максимальное перемещение x_{\max} золотника (максимальная величина входного сигнала) обычно составляет 1 – 2 мм.

Если золотник находится в среднем положении (рис. 6.14, *а*), то сумма усилий, действующих на его поршни, равна нулю. При смещении золотника из среднего положения (рис. 6.14, *б*) появляются гидродинамические силы, стремящиеся вернуть золотник в исходное положение. Эти силы зависят от величины смещения поршней золотника, расхода и формы торцевых поверхностей поршней и штока. При цилиндрическом штоке и

плоских торцевых поверхностях поршней усилие, необходимое для их максимального смещения, у золотникового механизма с выходной мощностью порядка киловатт может достигать нескольких ньютонов. Это усилие необходимо учитывать при определении параметров электромеханических или иных преобразователей на входе золотникового механизма.

6.5.2. Статические характеристики золотниковых устройств

За выходной сигнал золотника примем значение расхода на его выходе. Входным сигналом будем считать значение смещения поршней золотника из среднего положения. Но расход рабочей среды в цепи «золотник – нагрузка» зависит также от противодавлений в этой цепи и значений гидравлических сопротивлений. Последние даже при постоянстве геометрических размеров элементов цепи зависят от плотности и вязкости рабочей среды, т.е. от статических давлений и температуры. Статической характеристикой золотника будет зависимость вида $Q_x = f(x, p, p_i, \theta_i^0)$, где Q_x – выходной расход; x – смещение золотника из среднего положения; p – противодействие в цепи нагрузки; p_i и θ_i^0 – статическое давление и температура жидкости (или газа) на i -м участке гидравлической цепи. Для определения статической характеристики обычно составляют схему замещения системы «золотник – нагрузка» и производят расчет гидравлической цепи.

Если в качестве нагрузки золотника используется ГПД, то поскольку скорость ГПД определяется расходом на его входе, расчет системы «золотник–двигатель» позволяет определить характеристики привода с золотниковым управляющим устройством, т.е. зависимости вида $\omega_g(t) = f[x(t), p(t), p_i(t), \theta_i^0(t)] = \varphi[x(t), M_n(t), \theta_i^0(t)]$ или вида $\omega_d(t) = f[x, p, p_i, \theta_i^0] = \varphi[x, M_n, \theta_i^0]$.

На рис. 6.15, а схематично показан привод, состоящий из ГПД и отсечного золотника, а на рис. 6.15, б – его схема замещения. В последнюю введены только местные гидравлические сопротивления для турбулентного потока – в местах входа и выхода потока в золотнике и двигателе ($R_{вх}$, $R_{вых}$, R_d), а также переменные гидравлические сопротивления R_{x1} и R_{x2} кольцевых зазоров 5 и 6 (рис. 6.15, б), значение которых зависят от входного

сигнала x . Гидравлическими сопротивлениями рабочих полостей золотника и двигателя и соединительных трубопроводов, ввиду их малости по сравнению с вышеперечисленными, пренебрегаем.

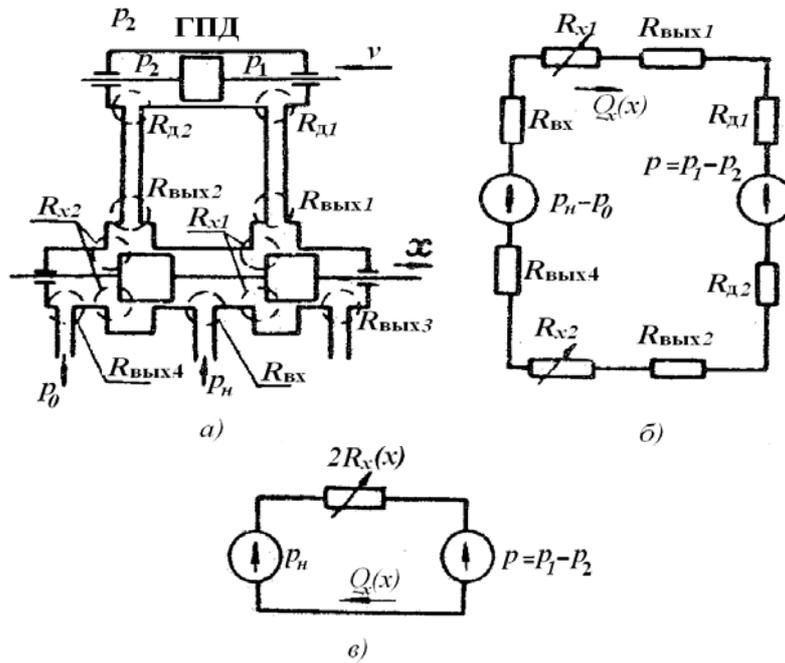


Рис. 6.15

Для статического режима работы схемы рис. 6.15, а расход

$$Q_x(x) = \sqrt{\frac{(p_n - p_0) - (p_1 - p_2)}{\sum R(x)}}$$

Для приближенной оценки статических характеристик золотникового управляющего устройства отсечного типа упростим схему замещения рис. 6.15, б, положив для гидравлической системы $R_{вх} \ll R_x(x)$, $R_{вых} \ll R_x(x)$, $R_d \ll R_x(x)$, а также, что $p_0 = 0$ (слив жидкости в атмосферу). Тогда схема замещения системы примет вид рис. 6.15, в. Обозначив $p_1 - p_2 = p$, уравнение (6.18) перепишем в виде:

$$Q_x(x) = \sqrt{\frac{p_n - p}{2 \sum R(x)}} = \sqrt{\frac{1}{2} \frac{p_n}{R_x(x)} \left(1 - \frac{p}{p_n}\right)}. \quad (6.19)$$

Умножив и разделив подкоренное выражение в последнем уравнении на R_0 – гидравлическое сопротивление одного зазора в золотнике при максимальном открытии ($x = x_{\max}$), получим:

$$Q_x(x) = \sqrt{\frac{p_n}{R_0} \frac{R_0}{R_x(x)} \frac{1}{2} \left(1 - \frac{p}{p_n}\right)} = Q_0 \sqrt{\frac{1}{2} \frac{R_0}{R_x(x)} \left(1 - \frac{p}{p_n}\right)},$$

где $Q_0 = \sqrt{p_n / R_0}$ – расход, который был бы на выходе золотника при условии, что к одному полностью открытому зазору приложено все давление насоса p_n . Местное гидравлическое сопротивление для турбулентного потока обратно пропорционально квадрату проходного сечения. Обозначив проходное сечение между кромками поршня золотника и канавки при смещении поршня на x через $S_x(x)$, а при максимальном смещении x_{\max} – через S_0 , можно записать: $R_0/R_x(x) = S_x^2(x)/S_0^2$.

Тогда $Q_x(x) = Q_0 \frac{S_x(x)}{S_0} \sqrt{\frac{1}{2} \left(1 - \frac{p}{p_n}\right)}$. Следовательно, если известна

зависимость $S_x(x)$, можно найти связь между Q_x и x . Для золотника с $a \leq b$ с кольцевыми канавками в корпусе и прямоугольными отверстиями в гильзе зависимость $S_x(x)$ может быть принята линейной: $S_x(x) = \frac{x}{x_{\max}}$, т.е. $R_x = R_0 / (x/x_{\max})$. Тогда для таких

ЗОЛОТНИКОВ

$$Q_x(x) = Q_0 \frac{x}{x_{\max}} \sqrt{\frac{1}{2} \left(1 - \frac{p}{p_n}\right)}. \quad (6.20)$$

Используя (6.20), построим статические характеристики идеализированного золотника. Их удобнее построить в относительных единицах, для чего перепишем уравнение (6.20) в виде:

$$\frac{Q_x}{Q_0} = \frac{x}{x_{\max}} \sqrt{\frac{1}{2} \left(1 - \frac{p}{p_n}\right)}.$$

На рис. 6.16 приведены регулировочные $Q_x/Q_0 = f(x/x_{\max})$ при $p/p_n = \text{const}$ и внешние $Q_x/Q_0 = f(p/p_n)$ при $x/x_{\max} = \text{const}$ характеристики, построенные по уравнению (6.20).

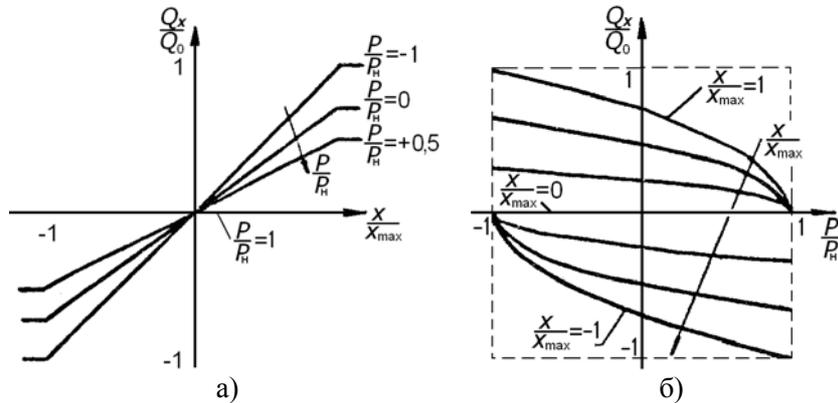


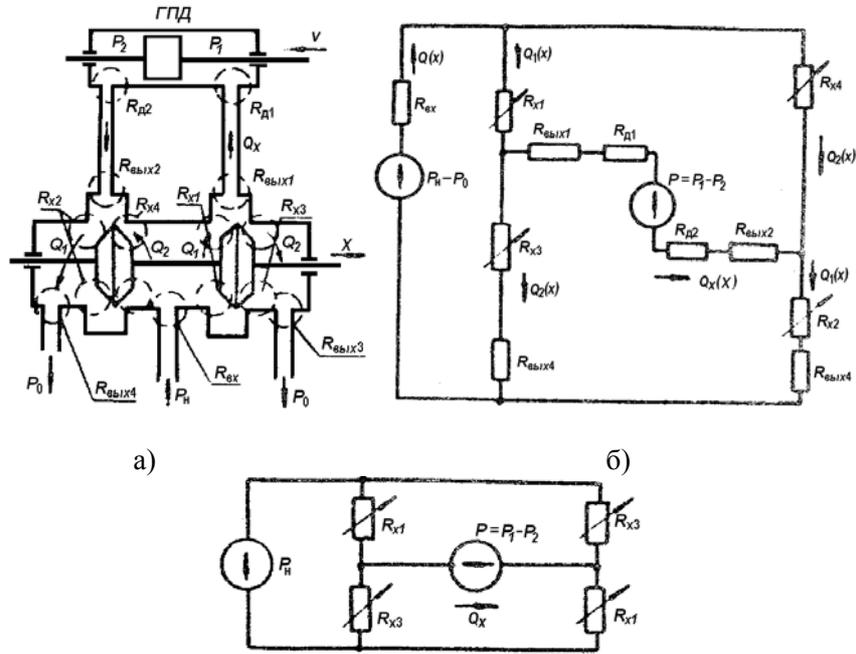
Рис. 6.16

При постоянном противодействии в нагрузке регулировочные характеристики линейны, а коэффициент передачи золотника постоянен. Внешние характеристики в первом и третьем (рабочих) квадрантах нелинейны, особенно при больших противодействиях. На вид регулировочных и внешних характеристик существенно влияют потоки утечки между поршнем и корпусом золотника (у отсечных золотников) или между кромками поршня золотника и канавки (у проточных золотников).

На рис. 6.17, а схематично показан привод с проточным золотником как на рис. 6.14, ж ($a = 0$), а на рис. 6.17, б – его схема замещения, учитывающая только местные гидравлические сопротивления для турбулентного потока, показанные на рис. 6.17, а пунктирными кружками. Она является мостовой схемой с переменными сопротивлениями во всех четырех плечах. Для приближенной оценки характеристик этой схемы будем учитывать только сопротивление R_x и положим $p_0 = 0$. Тогда схема замещения при $R_{x1} = R_{x2}$ и $R_{x3} = R_{x4}$ примет вид рис. 6.17, в.

Для этой схемы можно записать:

$$Q_x(x) = \sqrt{(p_n - p)/2R_{x1}(x)} - \sqrt{(p_n + p)/2R_{x3}(x)}.$$



в)
Рис.6.17

Обозначив через S_0 и $R_0 = R_x(0)$ сечение и сопротивление проходных отверстий при среднем положении поршней золотника и приняв $S_{x1} = S_0(1 + \frac{x}{x_{\max}})$, $S_{x2} = S_0(1 - \frac{x}{x_{\max}})$, получим уравнение для выходного расхода в виде:

$$Q_x(x) = \frac{Q_0}{2} \left[\left(1 + \frac{x}{x_{\max}}\right) \sqrt{\frac{1}{2} \left(1 - \frac{p}{p_n}\right)} - \left(1 - \frac{x}{x_{\max}}\right) \sqrt{\frac{1}{2} \left(1 + \frac{p}{p_n}\right)} \right],$$

где $Q_0 = 2\sqrt{p_n/p_0}$. Используя относительные величины, последнее уравнение запишем в виде:

$$\frac{Q_x}{Q_0} = \frac{1}{2} \left[\sqrt{\frac{1}{2} \left(1 - \frac{p}{p_H}\right) \left(1 + \frac{x}{x_{\max}}\right)} - \sqrt{\frac{1}{2} \left(1 + \frac{p}{p_H}\right) \left(1 - \frac{x}{x_{\max}}\right)} \right].$$

Построенные по этому уравнению характеристики идеализированного проточного золотника показаны на рис. 6.18.

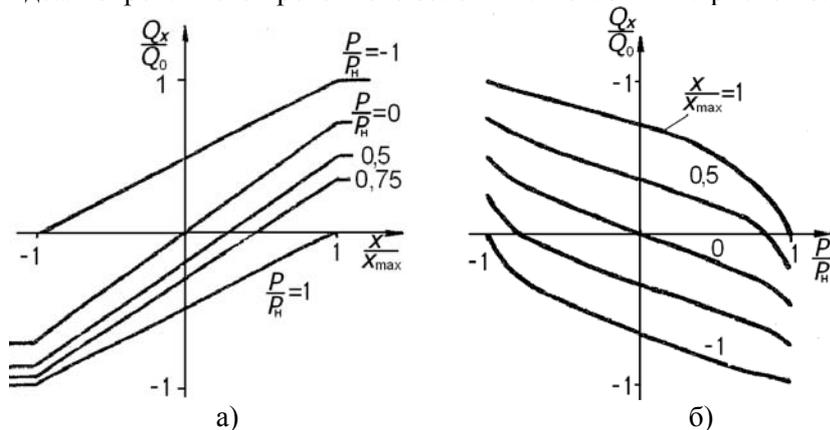


Рис.6.18

На рис. 6.19, а и б показан примерный вид статических характеристик реального отсечного золотника (см. рис. 6.15, а).

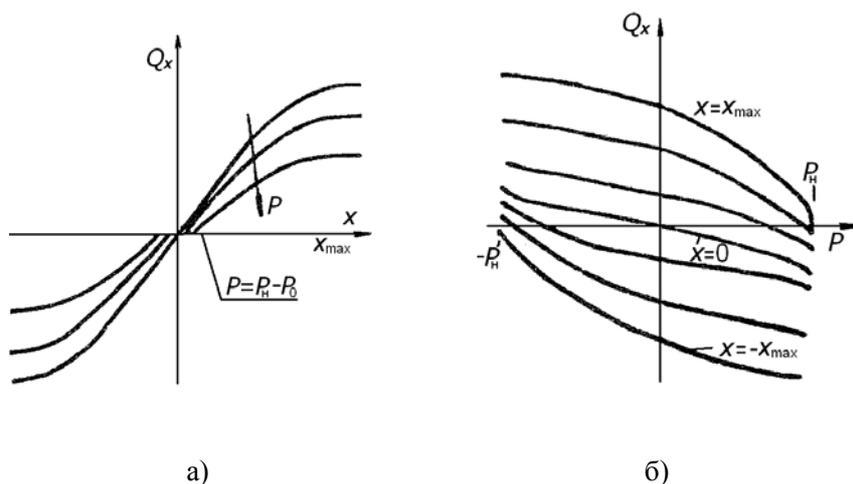


Рис.6.19

Сравнивая характеристики идеализированного проточного золотника (рис. 6.18) с характеристиками идеализированного отсечного золотника (см. рис. 6.16), можно сделать вывод, что у золотников с большими потоками утечки коэффициент передачи мало зависит от противодействия нагрузки, а внешние характеристики в первом и третьем квадрантах более линейны, особенно при $p/p_n < 0,7$ и $x/x_{\max} < 0,7$. Местные гидравлические сопротивления золотника и нагрузки уменьшают выходной расход золотника, что особенно заметно при больших смещениях его поршней, когда R_x становится соизмеримыми с остальными гидравлическими сопротивлениями в цепи. Поэтому реальные золотники имеют нелинейные регулировочные характеристики, особенно в области больших перемещений, и меньшие коэффициенты передачи. Кроме того, наличие в реальных золотниковых механизмах даже отсечного типа потоков утечки приводит к появлению выходного расхода при $x = 0$ (см. рис. 6.19).

6.5.3. Управляющее устройство типа «сопло-заслонка»

Устройство типа «сопло-заслонка» широко используется в ГПД в качестве как выходных каскадов (в основном в пневмоприводе), так и в выходных каскадах двухкаскадных ГПУУ.

На рис. 6.20, *а* схематично изображено устройство типа «сопло-заслонка» с неуравновешенной заслонкой, а на рис. 6.20, *д* – его схема замещения. Такое устройство используется для управления двигателем одностороннего действия. Оно представляет собой трубку 1, заканчивающуюся соплом 2. Выходное отверстие сопла может перекрываться подвижной заслонкой 3, которая выполняется в виде пластинки, шарика или иглы (рис. 6.20, *б, в, г* соответственно).

В трубку 1 от насоса (или другого источника) подается рабочая среда под давлением p_n . К выходному патрубку 4 подключается нагрузка – ГПД одностороннего действия 5. До выходного патрубка в трубке 1 на пути потока рабочей среды установлен дроссель постоянного сечения 6 с гидравлическим сопротивлением R_0 . Если заслонка 3 прижата к выходному отверстию сопла, то

рабочая среда по трубке 1 не течет и падение давления на дросселе б равно нулю. Поэтому давление в нагрузке равно давлению насоса p_n , усилие на поршень ГПД максимально, и он находится в крайнем нижнем положении, сжимая возвратную пружину. При перемещении заслонки на небольшое расстояние x от выходного отверстия сопла между ним и заслонкой образуется кольцевой зазор, сечение которого зависит от x . Этот зазор можно рассматривать как дроссель переменного сечения, имеющий

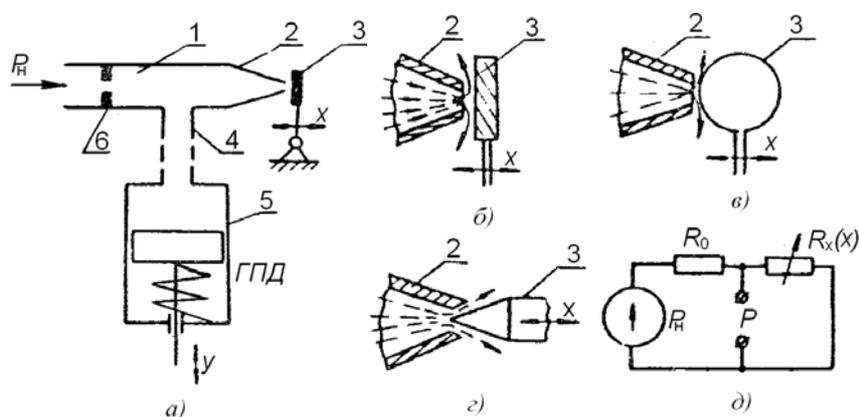


Рис. 6.20

гидравлическое сопротивление для турбулентного потока $R_x(x)$. В этом случае в трубке 1 будет существовать поток рабочей среды с

расходом $Q_x(x) = \sqrt{\frac{p_n}{R_0 + R_x(x)}}$, создающий на R_0 падение

давления $\Delta p = Q_x^2(x)R_0 = \frac{p_n R_0}{R_0 + R_x}$. Давление при нагрузке

$$p = p_n - \Delta p = p_n - \frac{p_n R_0}{R_0 + R_x(x)} = \frac{p_n R_x(x)}{R_0 + R_x(x)} < p_n.$$

Следовательно, сила, действующая на поршень ГПД, уменьшится, и он под действием возвратной силы переместится вверх. Таким образом, затрачивая небольшую энергию на перемещение заслонки, можно управлять значительной энергией ГПД.

Недостатками рассмотренного устройства являются, во-первых, невозможность управлять двигателями двухстороннего действия, и, во-вторых, наличие усилия от струи на заслонку. Поэтому чаще всего используются устройства с так называемой «уравновешенной заслонкой» (рис. 6.21, а). В таком устройстве имеется два встречно направленных сопла, между которыми находится заслонка. К каждому соплу через дроссель постоянного сечения подается поток рабочей среды под постоянным давлением p_H , а через выходные патрубки выходной расход устройства подается к нагрузке (в примере рис. 6.21, а – к ГПД двухстороннего действия).

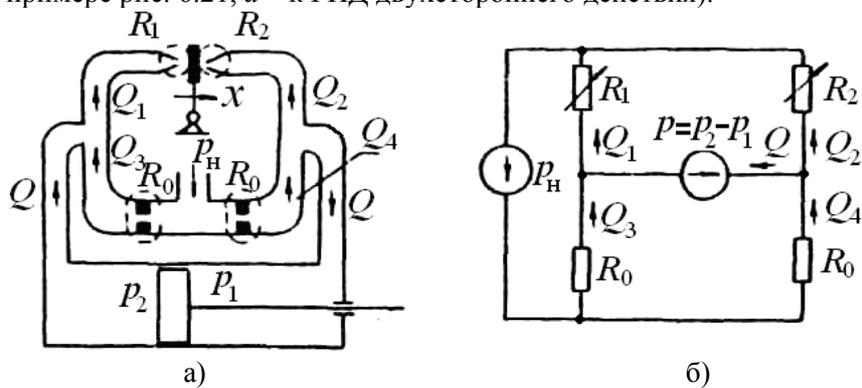


Рис. 6.21

Если пренебречь в этом устройстве всеми гидравлическими сопротивлениями, кроме сопротивлений дросселей R_0 и сопротивлений зазоров между выходными отверстиями сопел и заслонкой R_1 и R_2 , а цепь нагрузки учесть в виде источника противодействия $p = p_1 - p_2$, его схема замещения будет представлять собой мостовую схему с двумя постоянными и двумя переменными гидравлическими сопротивлениями в плечах (рис. 6.21, б). При симметричной схеме (два одинаковых сопла и дросселя постоянного сечения), среднем положении заслонки и нулевом значении противодействия ($p = p_1 - p_2 = 0$) мостовая схема уравновешена, выходной расход $Q = 0$ и расходы сопел $Q_1 = Q_2$. В этом случае силы давления струй на заслонку

уравновешиваются. Смещение заслонки из среднего положения приводит к увеличению одного из сопротивлений и уменьшению другого, т. е. к разбалансировке мостовой схемы. На выходе ГПУУ появляется выходной расход Q , зависящий от смещения заслонки из среднего положения по модулю и знаку. Перестановочное усилие, которое необходимо приложить к заслонке для ее перемещения от среднего положения, в данном устройстве существенно меньше, чем в устройстве по рис. 6.20, а, поскольку на заслонку действует разность усилий от двух встречно направленных струй. При наличии в нагрузке противодействия $p = p_1 - p_2 \neq 0$ и среднем положении заслонки расход нагрузки $Q \neq 0$, так как в этом случае возможны потоки рабочей среды по цепям $p_1 - R_0 - R_0 - p_2$ и $p_1 - R_{x1} - R_{x2} - p_2$.

Таким образом, затратив небольшую энергию на перемещение заслонки, мы получаем на выходе поток рабочей среды значительной мощности, причем данное устройство – реверсивное.

6.5.4. Статические характеристики устройства типа «сопло-заслонка»

Оценим приближенно статические и динамические характеристики управляющего устройства с уравновешенной заслонкой (рис. 6.21, а). Вид его статической характеристики зависит от характера нагрузки. Если нагрузкой ГПУУ является двигатель с противодействием $p = p_1 - p_2$, то приближенная схема замещения имеет вид рис. 6.21, б. Схема замещения для ГПУУ работающего на нагрузку с постоянным гидравлическим сопротивлением R_n , будет отличаться только тем, что в нагрузочной диагонали моста вместо источника давления $p = p_1 - p_2$ будет находиться гидравлическое сопротивление R_n .

Определим вид статических характеристик схемы рис. 6.21, б, приняв за входную величину перемещение заслонки из среднего положения, а за выходную – расход через двигатель Q . Сопротивлениями R_1 и R_2 приближенно можно считать сопротивления кольцевых зазоров площадью S_1 и S_2 между

поверхностью заслонки и кромками выходных отверстий сопел (рис. 6.22, а), где $S_1 = \pi d \delta_1$ и $S_2 = \pi d \delta_2$. При среднем положении заслонки $\delta_1 = \delta_2 = \delta_0$, $S_{10} = S_{20} = S_0 = \pi d \delta_0$, $R_{10} = R_{20}$. Обозначим: $R_{10} = R_{20} = aR_0$, где a – коэффициент пропорциональности. При перемещении заслонки из среднего положения изменения R_1 и R_2 имеют разные знаки. Приняв за начало отсчёта среднее положение заслонки и обозначив перемещение через x , получим:

$$S_1 = \pi d \delta_1 = \pi d(x_0 \pm x) = \pi d x_0 \left(1 \pm \frac{x}{x_0}\right);$$

$$S_2 = \pi d \delta_2 = \pi d(x_0 \pm x) = \pi d x_0 \left(1 \pm \frac{x}{x_0}\right),$$

где $x_0 = \delta_0$ – максимальное перемещение заслонки из среднего положения.

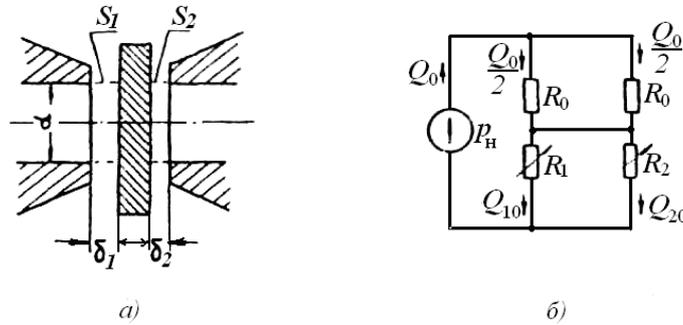


Рис. 6.22

Гидравлическое сопротивление для турбулентного потока обратно пропорционально квадрату проходного сечения, поэтому:

$$R_1 = R_{10} \frac{S_0^2}{S_1^2} = \frac{aR_0}{\left(1 \pm x/x_0\right)^2}; \quad R_2 = R_{20} \frac{S_0^2}{S_2^2} = \frac{aR_0}{\left(1 \mp x/x_0\right)^2}.$$

Для схемы рис. 6.21, б можно составить следующую систему уравнений:

$$P_H = Q_1^2 R_1 + Q_3^2 R_0; \quad P_H = Q_2^2 R_2 + Q_4^2 R_0; \quad P_H = Q_3^2 R_0 + Q_4^2 R_0;$$

$$Q_1 = Q_3 + Q; \quad Q_2 = Q_4 - Q.$$

Решения этой системы элементарны, но достаточно громоздки, поэтому не приводим их. Внешние и регулировочные характеристики показаны на рис. 6.23 и 6.24 соответственно.

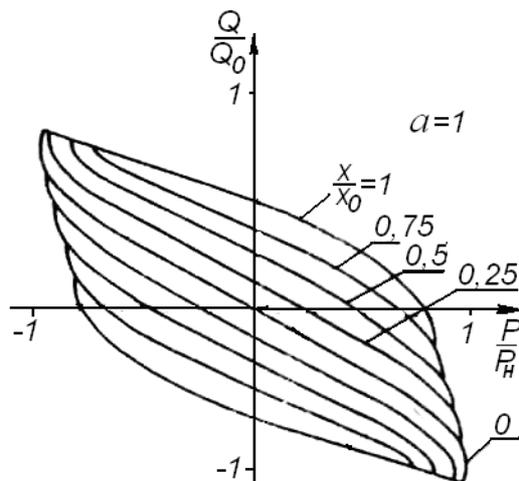


Рис. 6.23

Из рис. 6.23 следует, что в диапазоне перемещений заслонки $-0,75 \leq \left(\frac{x}{x_0}\right) \leq 0,75$ участки внешних характеристик, лежащих в первом и третьем квадрантах (что соответствует отдаче мощности от ГПУУ к нагрузке), достаточно линейны и параллельны. Следовательно, данное ГПУУ имеет приблизительно постоянный коэффициент передачи $k_Q = \frac{dQ}{dx}$ и с достаточной для приближенных расчетов точностью его регулировочные и внешние характеристики можно представить в виде семейств параллельных прямых (рис. 6.25). Эти семейства характеристик описываются уравнениями вида

$$Q = k_Q x - \frac{k_Q}{k_p} p,$$

где $k_Q = \left. \frac{dQ}{dx} \right|_{p=0}$; $k_p = \left. \frac{dp}{dx} \right|_{Q=0}$ – коэффициенты передачи ГПУУ

по расходу и давлению соответственно.

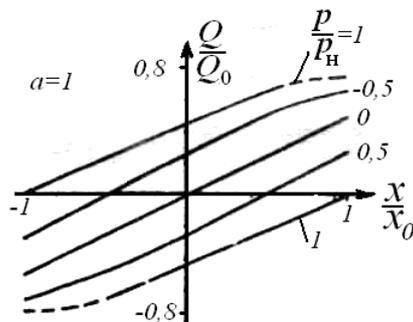


Рис. 6.24

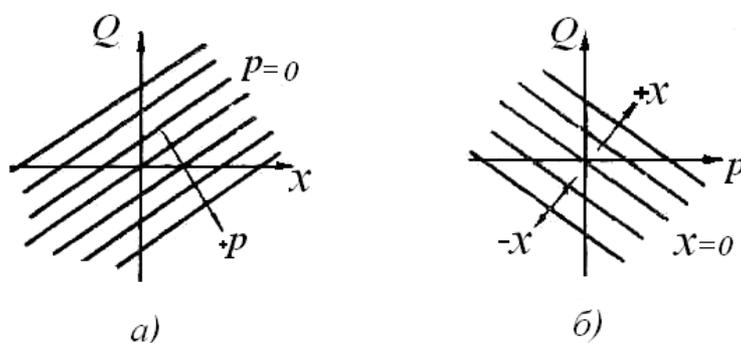


Рис. 6.25

6.5.5. Управляющее устройство типа «струйная трубка»

Устройства типа "струйная трубка" в ГПП используются в основном в качестве высокочувствительных входных каскадов двухкаскадных гидравлических управляющих устройств, и реже –

в качестве выходных каскадов в пневматических системах. Это связано с тем, что они, как правило, устойчиво работают при питании относительно невысоким давлением – не выше 1-2 МПа. Устройство типа "струйная трубка" схематично показано на рис. 6.26, а. Трубка 2 длиной 100 – 400 мм и диаметром 10 – 15 мм закреплена в шарнире 1 и заканчивается соплом 3 с выходным отверстием диаметром порядка 1 мм. В трубку поступает рабочая

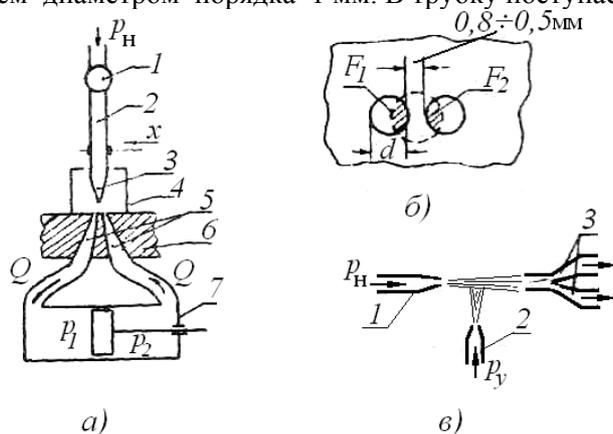


Рис. 6.26

среда под статическим давлением p_n . Средняя скорость потока в трубке невелика (обычно не более 3 м/с), поэтому энергия этого потока в основном потенциальная, определяемая статическим давлением p_n . Но на выходе из сопла скорость потока приблизительно на два порядка больше, чем в трубке, т. е. при проходе жидкости или газа через сопло потенциальная энергия потока преобразуется в кинетическую, пропорциональную квадрату средней скорости. Струя рабочей среды, вытекающая из струйной трубки, направляется на приемную плиту б, в которой имеются два приемных канала 5 переменного сечения. Входные отверстия этих каналов по площади близки к площади выходного отверстия сопла струйной трубки. По мере удаления от входных отверстий проходное сечение приемного канала увеличивается и выходные отверстия, к которым присоединяется нагрузка 7, становятся близки по своей площади к проходному сечению струйной трубки. Входные отверстия приемных каналов

располагают близко друг к другу (рис. 6.26, б), чтобы обеспечить максимально возможную площадь струи, падающей на входные отверстия при среднем положении трубки. При движении рабочей среды по приемному каналу ее скорость уменьшается, а статическое давление увеличивается, т. е. происходит преобразование кинетической энергии в потенциальную. Величина статического давления на выходе приемного канала зависит от количества рабочей среды, поступающей в него. При среднем положении трубки давления на выходе приемных каналов будут равны. Смещение конца струйной трубки из среднего положения приведет к тому, что в один приемный канал будет поступать больше рабочей среды, а в другой – меньше, и на входных каналах появится разность статических давлений $p = p_1 - p_2$, приложенная к нагрузке. Так как часть струи при любом положении струйной трубки попадает на приемную плиту и не попадает в каналы, то жидкость (в гидравлических системах) будет разбрызгиваться и насыщаться воздухом, что приведет к увеличению ее сжимаемости и, как следствие, ухудшению динамических свойств системы. Поэтому конец струйной трубы помещают в кожух 4 (см. рис. 6.26), и избыток жидкости спокойно вытекает через зазоры между струйной трубкой и кожухом. Такие устройства получили название "струйная труба с утопленной струей". Основным достоинством рассматриваемого управляющего устройства являются весьма малые усилия, требуемые для перемещения струйной трубки (определяемые только трением в шарнире 1), и малые управляющие перемещения (доли миллиметра).

Если движение рабочей среды в нагрузке и каналах отсутствует ($Q = 0$), то для давлений на выходе приемных каналов можно приближенно записать: $p_1 = kV_0^2 \Delta S_1 / S$, $p_2 = kV_0^2 \Delta S_2 / S$, где V_0 – скорость истечения рабочей среды из сопла, k – коэффициент пропорциональности, ΔS_1 и ΔS_2 – части площади поперечного сечения струи, падающей на входные отверстия приемных каналов (рис. 6.26, б); $S = S_1 = S_2$ – полные площади входных отверстий приемных каналов.

Тогда при $Q=0$

$$p = p_1 - p_2 = kV_0^2 \Delta \frac{(S_1 - S_2)}{S} = kV_0^2 k_s \frac{x}{S},$$

где $k_s = \frac{(\Delta S_1 - S_2)}{x}$, x – смещение конца струйной трубки из

среднего положения. При малых x $k_F = \text{const}$, тогда $p = k_p x$ (здесь

$k_p = kV_0^2 k_F / S$ – коэффициент передачи по давлению при $Q=0$).

При больших x линейность зависимости $p(x)$ нарушается (рис. 6.27, а),

В случае отсутствия противодействия нагрузки ($p=0$) будет происходить свободное перемещение рабочей среды и ее расход при малых x можно приближенно считать равным:

$$Q = V_0 (\Delta F_1 - \Delta F_2) = V_0 k_F x = k_Q x,$$

где $k_Q = V_0 k_F$ – коэффициент передачи по расходу при $p=0$. При

больших x линейная зависимость $Q(x)$ нарушается (рис. 6.27, б).

Если $p \neq 0$, расход рабочей среды через нагрузку изменяется (рис. 6.27, б). Для приближенных расчетов обычно реальные нелинейные характеристики линеаризуют, используя уравнение

вида: $Q = k_Q x - \frac{k_Q}{k_p} p$. В этом случае вид регулировочных и

внешних характеристик устройства типа "струйная трубка" аналогичен виду характеристик устройства типа "сопло-заслонка", приведенных на рис. 6.25.

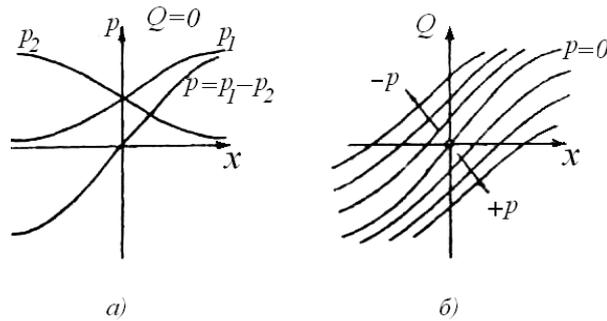


Рис.6.27

Направлением движения струи из сопла струйной трубки можно управлять не только перемещением последней, как в нашем примере, но и воздействуя на эту струю другой, управляющей струей. На рис. 6.26, в схематично показано устройство, в котором на рабочую струю, вытекающую из сопла 1, воздействует управляющая струя, вытекающая из сопла 2. В зависимости от силы струи 2 струя 1 отклоняется относительно входных отверстий приемных каналов 3. Такие струйные управляющие устройства, не имеющие подвижных частей, используются в сложных пневматических системах, позволяя строить разнообразные функциональные и логические блоки. По сути, на их базе развилось целое направление в гидропневмоавтоматике – "пневмоника".

Рассмотренные выше управляющие устройства представляют собой самостоятельные конструкции, связанные с питаемой ими нагрузкой трубопроводами. Они располагаются на необходимом расстоянии от нагрузки и могут быть названы *автономными*.

В ряде случаев бывает целесообразно объединить управляющее устройство и управляемую им нагрузку в единую конструкцию. Это существенно упрощает систему, уменьшает ее габариты и инерционность. Такие управляющие устройства называются *встроенными*.

Для увеличения чувствительности и коэффициента передачи управляющих устройств используют их каскадное включение. На практике обычно ограничиваются *двухкаскадными* устройствами, обеспечивающими в большинстве случаев необходимые характеристики системы. В качестве отдельных каскадов в них могут быть использованы управляющие устройства любого типа: золотниковые, сопло-заслонка, струйная трубка и т. п. В двухкаскадных устройствах большей частью используют в качестве выходного каскада отсечный золотник, обеспечивающий фиксацию исполнительного двигателя при любом виде нагрузки и устойчиво работающий при любых давлениях рабочей среды. В пневмоприводах САУ в качестве выходных каскадов, кроме золотниковых механизмов используют и устройства типа «сопло-заслонка». Входным каскадом может служить любое управляющее устройство.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ *

1. Водовозов А. М. *Элементы систем автоматики: Учебное пособие для студентов высших учебных заведений.* М.: Академия ИЦ, 2006.
2. Костенко М. П., Пиотровский Л. М. *Электрические машины.* М.: Энергия, 1973.
3. Игнатъев Ю. С., Выжимов В. И. *Анализ характеристик преобразователей САУ.* М.: МИФИ, 1988.
4. Арменский Е. В., Кузина И. В., Фальк Г. Б. *Электрические микромашины.* М.: Высш. шк., 1986.
5. Чиликин М. Г., Сандлер А. С. *Общий курс электропривода.* М.: Энергоиздат, 1981.
6. Брускин Д. Э., Зохорович А. Е., Хвостов В. С. *Электрические машины и микромашины.* М.: Высш. шк., 1990.
7. Михеев В. П. *Электрические исполнительные двигатели.* М.: МИФИ, 2001.
8. Бут Д. А. *Бесконтактные электрические машины.* М.: Высш. шк., 1990.
9. Радин В. И., Брускин Д. Э., Зохорович А. Е. *Электрические машины: Асинхронные машины.* / Под ред. проф. И. П. Копылова. М.: Высш. шк., 1988.
10. Осин И. Л., Шакарян Ю. Г. *Электрические машины: синхронные машины.* / Под ред. проф. И. П. Копылова. М.: Высш. шк., 1990.
11. Домбровский В. В., Зайчик В. М. *Асинхронные машины.* Л.: Энергоиздат. Ленинградское отделение, 1990.
12. Юферов Ф. М. *Электрические машины автоматических установок.* М.: Высш. шк., 1976.
13. *Дискретный электропривод с шаговыми двигателями.* / Б. А. Ивоботенко и др.; под ред. М. Г. Чиликина. М.: Энергия, 1976.
14. Арменский Е. В., Фальк Г. Б. *Электромеханические устройства автоматики.* М.: МГИЭМ, 2002.
15. Виноградов Д. К. *Электромагнитные устройства САУ.* М.: МИФИ, 1976.
16. Игнатъев Ю. С. *Тиристорные усилители.* М.: МИФИ, 1980.
17. Виноградов Д. К. *Электромашинные усилители.* М.: МИФИ, 1978.

18. Виноградов Д. К., Выжимов В. И. Элементы гидропневмопривода САУ. М.:1985.
19. Колосов С. П., Калмыков И. В., Нефедова В. И., Элементы автоматики: учебник для вузов. М.: Машиностроение, 1970.
20. Агеев Е. И. Элементы автоматики пневмогидравлических систем летательных аппаратов: учебное пособие. Л.: ЛМИ, 1989.
21. Овчаренко Н. И. Элементы автоматических устройств энергосистем: в 2 кн.:кн. 2. М.: Энергоатомиздат, 1995.
22. Подлипенский В. С., Сабинин Ю. А, Юрчук Л. Ю. Элементы и устройства автоматики: учебник для вузов. Под ред. Ю. А. Сабинина. СПб.: Политехника, 1995.
23. Кондратьев А. Б., Сперанский А. Н. Элементы и исполнительные устройства систем автоматики и следящих приводов: учебное пособие. М.: МАИ, 1996.
24. Овчаренко Н. И. Элементы автоматических устройств энергосистем: в 2 кн.: кн. 1: М.: Энергоатомиздат, 1995.
25. Жадобин Н. Е., Крылов А. П., Малышев В. А. Элементы и функциональные устройства судовой автоматики: учебное пособие. СПб.: ЭЛМОР, 1998.
26. Медведев А. Е. Элементы систем автоматики: тексты лекций. Кемерово: КузГТУ, 2008.
27. Арменский Е. В., Фалк Г. Б. Электромеханические устройства автоматики: учебное пособие. М.: МГИЭМ, 2002.
28. Мордасов М. М., Мордасов Д. М., Трофимов А. В. Пневматические элементы и узлы в устройствах контроля состава и свойств веществ: учебное пособие. Тамбов: ТГТУ, 2001.

** Литература, напечатанная курсивом, является дополнительной.*

*Михеев Валерий Павлович
Выжимов Владимир Иванович*

Исполнительные устройства автоматических систем

Учебное пособие

Редактор Шумакова Н. В.

Подписано в печать 10.10.08. Формат 60x84 1/16.
Печ. л. 20,75. Уч.-изд. л. 20,75. Тираж 150 экз.
Изд. № 4/121 Заказ № 1-2068.

Московский инженерно-физический институт
(государственный университет). 115409, Москва,
Каширское шоссе, 31.
Типография «Тривант», г. Троицк Московской обл.