

# ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие . . . . .	3
Введение . . . . .	5

## Часть первая

### ОБЩИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕМЕНТОВ

Глава I. Функциональные задачи и схемы элементов . . . . .	13
1. Функциональные задачи элементов . . . . .	13
2. Конструктивные схемы элементов . . . . .	15
Глава II. Статические характеристики элементов . . . . .	21
1. Понятие о статических характеристиках . . . . .	21
2. Примеры статических характеристик и режимы работы элементов . . . . .	22
3. «Линеаризация» релейных характеристик . . . . .	27
4. Согласование характеристик управляющих устройств и нагрузки . . . . .	35
Глава III. Динамические характеристики элементов . . . . .	40
1. Понятие о переходной функции и частотных характеристиках элементов . . . . .	40
2. Типовые звенья . . . . .	44
3. Соединение звеньев . . . . .	53

## Часть вторая

### НАИБОЛЕЕ РАСПРОСТРАНЕННЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ АВТОМАТИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ

Глава IV. Механические преобразователи . . . . .	58
1. Механические преобразователи перемещения . . . . .	58
2. Гидравлические и пневматические усилители . . . . .	59
3. Расчет золотниковых астатических гидроусилителей (гидродвигателей) . . . . .	69
4. Расчет золотниковых статических гидроусилителей . . . . .	73
5. Расчет гидроусилителя с управляющим устройством типа сопло-заслонка . . . . .	75
6. Расчет струйного гидроусилителя . . . . .	77
7. Особенности расчета пневматических усилителей . . . . .	79
8. Преобразователи скорости в перемещение . . . . .	80
9. Преобразователи давления и скорости жидкостей и газов в перемещение . . . . .	82
Глава V. Тепломеханические и теплоэлектрические преобразователи . . . . .	83
1. Тепломеханические преобразователи . . . . .	83
2. Термопары . . . . .	85
3. Терморезисторы . . . . .	87
4. Расчет вольт-амперных характеристик терморезисторов . . . . .	90

5. Расчет статических характеристик датчиков и реле на терморезисторах	93
6. Динамические параметры датчиков и реле на терморезисторах	96

## Глава VI. Преобразователи перемещения в электрические сигналы

1. Общая характеристика контактов	99
2. Искрообразование и дугообразование на контактах	102
3. Потенциометрические датчики (проволочные потенциометры)	104
4. Расчет потенциометрических датчиков	107
5. Угольные реостаты, электролитические реостаты и тензорезисторы	110
6. Индуктивные и емкостные датчики	113
7. Расчет индуктивных датчиков	116
8. Основы расчета реверсивных индуктивных датчиков	118
9. Сельсины	118
10. Генераторные механоэлектрические преобразователи	121

## Глава VII. Преобразователи электрических сигналов в перемещение

1. Электромагнитные элементы	124
2. Расчет тяговых характеристик	125
3. Расчет магнитной цепи электромагнита постоянного тока	131
4. Время срабатывания и отпускания реле постоянного тока	138
5. Расчет динамических характеристик электромагнитных элементов, в общем случае	139
6. Упрощенный расчет времени срабатывания реле постоянного тока	140
7. Поляризованные реле и поляризованные пропорциональные элементы	144
8. Особенности расчета поляризованных реле и поляризованных пропорциональных элементов	147
9. Особенности электромагнитных реле переменного тока	154
10. Магнитоэлектрические, электродинамические, индукционные реле и датчики и безъякорные реле	155
11. Исполнительные электродвигатели	157

## Глава VIII. Электромеханические, ферромагнитные и диэлектрические преобразователи электрических сигналов

1. Линеаризованные электромеханические релейные усилители	162
2. Расчет статических характеристик усилителей, линеаризованных за счет внешнего переменного напряжения	165
3. Расчет статических характеристик усилителей, линеаризованных с помощью обратной связи	167
4. Вибропреобразователи	170
5. Трансформаторы	172
6. Нереверсивные (дрессельные) магнитные усилители	173
7. Особенности расчета магнитных усилителей	180
8. Расчет статических характеристик графо-аналитическим методом	181
9. Идеальные магнитные усилители	185
10. Расчет статических характеристик аналитическим методом	188
11. Постоянная времени магнитных усилителей	193
12. Обратная связь в магнитных усилителях и быстродействующие магнитные усилители	195
13. Реверсивные магнитные усилители	208
14. Расчет статических характеристик реверсивных схем	210
15. Выбор размеров дросселей	216
16. Диэлектрические усилители и их расчет	218
17. Электромашинные усилители	224

<b>Глава IX. Электронные, ионные и полупроводниковые преобразователи электрической энергии</b>	<b>228</b>
1. Общие сведения	228
2. Электронные усилители постоянного тока	230
3. Электронные усилители низкой частоты	233
4. Электронные фазочувствительные усилители	235
5. Электронные модулирующие усилители	238
6. Некоторые общие свойства электронных усилителей	239
7. Графический расчет статических характеристик усилителей постоянного тока	240
8. Аналитический расчет статических характеристик усилителей постоянного тока путем спрямления (идеализации) анодных характеристик	242
9. Особенности аналитического расчета статических характеристик фазочувствительных усилителей	246
10. Тиратронные усилители	249
11. Расчет статических характеристик тиратронных усилителей	252
12. Устройство полупроводниковых усилителей	256
13. Основные схемы полупроводниковых усилителей	258
14. Графический расчет статических характеристик полупроводниковых усилителей	263
15. Аналитический расчет полупроводниковых усилителей	266
16. Особенности аналитического расчета полупроводниковых фазочувствительных усилителей	273
17. Тиристорные усилители	275
18. Расчет тиристорных усилителей	276
19. Бесконтактные электронные и транзисторные реле (триггеры)	279
20. Линеаризованные релейные усилители с бесконтактными транзисторными реле	291

<b>Глава X. Оптико-электрические преобразователи</b>	<b>297</b>
1. Общие сведения	297
2. Прямые оптико-электрические преобразователи	298
3. Оптико-электрические преобразователи с источниками излучения	305
4. Особенности расчета оптико-электрических преобразователей	310
5. Применение радиоизотопов в элементах автоматики	314

### *Часть третья*

#### **НЕКОТОРЫЕ СПЕЦИАЛЬНЫЕ ВИДЫ ЭЛЕМЕНТОВ**

<b>Глава XI. Корректирующие элементы</b>	<b>318</b>
1. Общие сведения	318
2. Передаточные функции идеальных корректирующих устройств	318
3. Дифференцирующие контуры	320
4. Интегрирующие контуры	323
5. Общий случай корректирующих контуров	324
6. Активные корректирующие цепи	324
7. Корректирующие контуры в цепях переменного тока	325
8. Форсирующие элементы	327
<b>Глава XII. Суммирование сигналов</b>	<b>330</b>
1. Общие сведения	330
2. Механические суммирующие устройства	330
3. Электрические суммирующие устройства	331

Глава XIII. Элементы дискретного действия . . . . .	334
1. Общие сведения . . . . .	334
2. Струйные пневматические элементы . . . . .	336
3. Двухпозиционные магнитные элементы . . . . .	338
4. Распределители и регистры . . . . .	342
5. Прямые и обратные преобразователи . . . . .	348
6. Цифровая машина как элемент регулятора . . . . .	350
Глава XIV. Стабилизаторы . . . . .	354
1. Общие сведения . . . . .	354
2. Электрические стабилизаторы с нелинейными сопротивлениями . . . . .	355
3. Понятие о компенсационных стабилизаторах . . . . .	359
4. Гидравлические и пневматические стабилизаторы . . . . .	360

### *Часть четвертая*

#### ВОПРОСЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ

Глава XV. Стабильность и надежность . . . . .	361
1. Причины изменения параметров элементов . . . . .	361
2. Расчет изменений (вариаций) величин параметров элементов . . . . .	363
3. Определение надежности деталей . . . . .	365
4. Расчет надежности элементов и способы ее повышения . . . . .	367
5. Расчет надежности элементов по опасностям отказа деталей . . . . .	369
Глава XVI. Общие методы расчета и применение моделей . . . . .	372
1. Последовательность выполнения проектных работ . . . . .	372
2. Общее в расчете различных элементов . . . . .	375
3. Возможности применения цифровых и аналоговых вычислительных машин . . . . .	381
4. Направление развития элементов автоматики . . . . .	385

<i>Литература</i> . . . . .	386
-----------------------------	-----

Предметный указатель . . . . .	387
--------------------------------	-----

**СОДЕРЖАНИЕ И НАЗНАЧЕНИЕ КУРСА**

Развитие всех областей техники в СССР и за границей в настоящее время характеризуется широкой автоматизацией различных производственных процессов. В программе КПСС говорится о том, что «в течение двадцатилетия осуществится в массовом масштабе комплексная автоматизация производства со все бóльшим переходом к цехам и предприятиям — автоматам».

Автоматическими называются устройства, которые управляют различными процессами и контролируют их без непрерывного вмешательства человека. При этом не только высвобождается труд человека, но и повышается скорость и точность выполнения операций, что значительно повышает производительность труда. Существенно, что автоматические устройства позволяют повысить также производительность умственного труда. Современные вычислительные машины заменяют труд сотен расчетчиков. Они нашли применение в области планирования народного хозяйства. Кроме того, автоматизация обеспечивает работу таких объектов, непосредственное обслуживание которых человеком невозможно из-за вредности (например, химические и ядерные энергетические установки), отдаленности (например, управление беспилотными летательными аппаратами) или быстроты протекающих процессов (например, точное поддержание постоянства электрического напряжения).

В настоящее время резко увеличивается производство различного оборудования для автоматизации промышленности, а также внедряются новые типы автоматических устройств, основанные на последних достижениях науки и техники.

Очень широко применяется автоматика на современных летательных аппаратах: без автоматики невозможен полет не только ракет, но и современных самолетов. Наиболее важно применять автоматизацию в следующих случаях:

1) автоматизация силовой установки (регулирование скорости вращения двигателя, подачи воздуха и топлива, давления и температуры газов реактивных двигателей и т. д.);

2) автоматическое управление полетом;

3) автоматическая стабилизация напряжения и частоты бортовой электрической сети;

4) автоматическая стабилизация давления, температуры и влажности воздуха герметических кабин высотных самолетов, ракет и космических кораблей.

Приведенные примеры, конечно, не охватывают всех областей авиационной автоматики, но их достаточно, чтобы оценить значение автоматического регулирования.

Автоматические устройства состоят из отдельных связанных между собой и выполняющих определенные функции конструктивных элементов, которые принято называть элементами автоматики или средствами автоматики. При этом элементы автоматики представляют собой совокупность управляющих устройств (сопло-заслонка, терморезистор, фотоэлемент, дроссель с подмагничиванием, электронная лампа, полупроводниковый триод и т. п.), источников вспомогательной энергии (насос, компрессор, источник напряжения и т. п.) и нагрузки (входная цепь последующего элемента), осуществляющих элементарные преобразования (по роду, интенсивности или характеру изменения во времени) входного сигнала. Данная совокупность не может быть разделена на части без потери свойственного ей способа преобразования.

Изучение этих элементов и составляет содержание настоящего курса. Причем дальнейшее изложение будем вести главным образом применительно к условиям работы элементов в системах автоматического регулирования, поскольку анализ работы элементов именно в этих условиях позволяет наиболее полно выявить и оценить их свойства. Такой подход облегчает последующее изучение конкретных систем автоматического регулирования.

При изучении элементов автоматики необходимо также ознакомиться с новейшими конструктивными модификациями, включая процесс их изготовления и экспериментального исследования. Поэтому конструктивные элементы автоматики должны подробно рассматриваться как при выполнении лабораторных работ по всем относящимся к автоматике курсам, так и при прохождении производственной практики.

Создание простейших автоматических устройств относится к глубокой древности. Первые автоматические устройства промышленного значения появились в XVIII в. (И. И. Ползунов, Д. Уатт). Дальнейшее развитие автоматики было связано с целым рядом работ русских и иностранных ученых, работавших как в области автоматики, так и в смежных областях (теплотехника, электроника, аэродинамика, радиотехника и др.). Формированию автоматики как самостоятельной отрасли техники и научной дисциплины способствовали работы И. А. Вышнеградского, А. Стодола, И. Н. Вознесенского, Л. Б. Маккола, В. С. Кулебакина, К. Э. Шен-

нона, С. А. Лебедева, А. А. Андронova, Н. Винера, Б. Н. Петрова, В. А. Трапезникова, В. В. Солодовникова, А. А. Красовского, Г. С. Поспелова, Я. Ц. Цыпкина, Е. П. Попова, А. А. Воронова и др. Выделение более узкой области элементов автоматики и создание соответствующего курса стали в конечном счете возможными и целесообразными благодаря работам Б. С. Сотскова, установившего ряд общих положений и закономерностей применительно к самым различным конструктивным элементам.

## ПРИМЕР СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

Рассмотрим один из примеров работы элементов автоматических устройств в системах автоматического регулирования. Еще раз отметим при этом, что задачей курса является изучение отдельных элементов. Вопросы работы системы автоматического регулирования в целом являются содержанием курса теории автоматического регулирования. Поэтому приведенная схема дается в несколько упрощенном виде.

Как известно, температура окружающей среды может изменяться в достаточно широких пределах. Автоматические устройства могут применяться в условиях с различной температурой среды (от температур, близких к абсолютному нулю, до достаточно высоких температур, превышающих сотни градусов).

Однако для нормальной работы человека и большей части оборудования необходимо, чтобы температура при этом изменялась незначительно относительно некоторого номинального значения. Эта задача и выполняется системой автоматического регулирования температуры.

На рис. 1, а для примера приведена одна из возможных схем системы автоматического регулирования температуры газотурбинного двигателя, условно обозначенного прямоугольником 1. От величины регулируемой температуры газов зависят экономичность, тяга и надежность работы двигателя.

Фактическое значение регулируемой температуры газов, точнее перегрев по отношению к температуре окружающей среды, измеряется с помощью термопары, помещенной в потоке газа. При этом развиваемая ею термо-э. д. с. будет зависеть от значения температуры газа. Напряжение, снимаемое с клемм А, Б, подается на вход магнитного усилителя 2, который здесь используется для осуществления усиления сигнала по мощности и напряжению (подробное описание его дано в гл. VIII).

В рассматриваемой схеме магнитный усилитель состоит из дросселей, которые имеют рабочие  $\omega_p$  обмотки и три входные; основную входную  $\omega_{вх}$  обмотку, обмотки смещения  $\omega_{см}$  и обмотки обратной связи  $\omega_{ос}$ . Величина выходного напряжения  $U_{Д.Е.}$  снимаемого с клемм Д и Е, будет определяться соотношением

значений индуктивных сопротивлений рабочих обмоток  $\omega_{p_1}$  и  $\omega_{p_2}$  подобно величине  $U_{\text{вых}}$  в схеме, состоящей из двух источников питания  $U_n$  и двух резисторов с переменным сопротивлением (рис. 1, б). Значения индуктивных сопротивлений обмоток  $\omega_{p_1}$  и  $\omega_{p_2}$  будут определяться величинами намагничивающей силы (н. с.) входных обмоток, действие которых эквивалентно действию сил  $F_{oc}$ ,  $F_{cm}$  и  $F_{вх}$ , прикладываемых к ползункам резисторов для их перемещения.

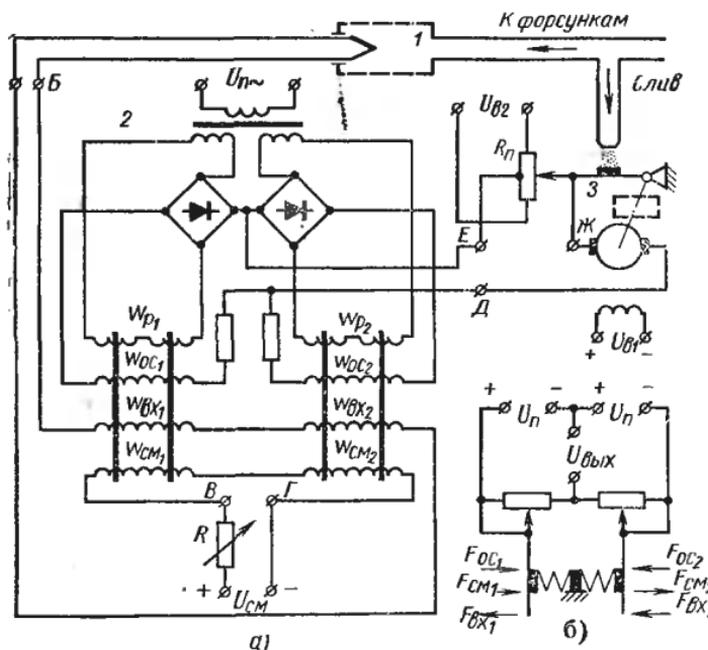


Рис. 1. Схема автоматического регулирования температуры газотурбинного двигателя:

1 — двигатель; 2 — магнитный усилитель; 3 — заслонка

Если температура газа равна заданному значению, то н. с. обмоток  $\omega_{вх}$  будут полностью уравниваться н. с. обмоток  $\omega_{cm}$ , величины которых определяются напряжением  $U_{cm}$  и устанавливаются с помощью резистора  $R$ . В этом случае индуктивные сопротивления обмоток  $\omega_p$  будут одинаковыми и напряжение  $U_{Д, E}$  будет равно нулю.

Для схемы, приведенной на рис. 1, б, можно записать равенства следующих сил:

$$F_{oc_1} = F_{oc_2}; F_{cm_1} = F_{вх_1}; F_{cm_2} = F_{вх_2},$$

поэтому положение ползунков правого и левого резисторов будет одинаковым, т. е. сопротивления левого и правого резисторов будут равны и  $U_{\text{вых}} = 0$ .

При изменении температуры газа равенство сил  $F_{см}$  и  $F_{вх}$  нарушается, что приводит к перемещению ползунков резисторов и появлению напряжения  $U_{вых}$ . В схеме магнитного усилителя это приводит к появлению напряжения  $U_{ДЕ}$ , которое подается на якорь электродвигателя с независимым возбуждением (его обмотка возбуждения получает питание от вспомогательного источника с напряжением  $U_{в1}$ ). Электродвигатель начинает вращаться и через механическую передачу (редуктор) перемещает заслонку  $Z$  в таком направлении, чтобы при увеличении температуры газа подача топлива к форсункам уменьшалась, а при уменьшении температуры увеличивалась.

Направление перемещения заслонки определяется полярностью напряжения  $U_{ДЕ}$ , которая зависит от знака отклонения температуры от номинального значения. Одновременно с перемещением заслонки будет перемещаться ползунок потенциометра  $R_n$  обратной связи, что приведет к появлению напряжения  $U_{ЕЖ}$ , полярность которого должна быть противоположна полярности напряжения  $U_{ДЕ}$ . Поэтому при их равенстве двигатель остановится и положение заслонки будет определяться величиной возникшего приращения температуры. Вследствие этого температура газа начнет изменяться, возвращаясь к номинальному заданному значению, что будет сопровождаться уменьшением напряжения  $U_{ДЕ}$ . При этом  $U_{ЖЕ} > U_{ДЕ}$ , что обеспечит напряжение в цепи якоря электродвигателя противоположной полярности. В результате электродвигатель будет вращаться в противоположную сторону, что приведет к изменению подачи топлива до того момента, пока температура газа не достигнет заданного значения. При этом напряжение  $U_{ДЕ} = 0$  и ползунок потенциометра  $R_n$  будет располагаться против того витка, к которому наглухо присоединен выходной провод.

В заключение следует отметить, что для всех систем автоматического регулирования важно, что регулируемая величина практически непрерывно изменяется под влиянием всякого рода внешних воздействий (на полете, например, сказывается влияние ветра, плотность воздуха, изменение тяги двигателей, изменение веса при сбрасывании груза и т. д.). В результате непрерывно меняется разность между фактическим и заданным значением регулируемой величины, которая обычно называется *рассогласованием*.

Величина рассогласования определяет знак и интенсивность сигналов, действующих на элементы системы (перемещения, электрические напряжения и пр.). Весьма существенно при этом, что для обеспечения работы системы с изменением знака рассогласования должен меняться и знак сигнала. Поэтому почти все элементы, применяемые в системах автоматического регулирования, должны изменять знак выходного сигнала при изменении знака сигнала на входе.

Так, электродвигатель с независимым возбуждением меняет направление вращения (реверсируется) при изменении знака напряжения, подаваемого на якорь. Такие элементы принято называть реверсивными.

Таким образом, элементы систем автоматических устройств фактически непрерывно работают в неустановившихся режимах пусков и реверсирований, причем знак рассогласования в авиационных системах может иногда меняться несколько раз за одну секунду. Все элементы исправно работающей системы как бы колеблются с достаточно высокой частотой, но сравнительно малыми амплитудами относительно положений (состояний), соответствующих заданному режиму. Это обстоятельство требует высокого быстродействия (малой инерционности) элементов, что обуславливает известную специфику их конструктивного выполнения.

## СИСТЕМАТИЗАЦИЯ ЭЛЕМЕНТОВ АВТОМАТИКИ

Подобно любой технической конструкции и любому техническому процессу каждый элемент автоматического устройства может и должен быть рассмотрен и оценен с различных точек зрения. Такой подход, необходимый во всякой отрасли науки и техники, помогает установить общее в различных, на первый взгляд, элементах и, наоборот, установить различие между элементами почти одинаковыми. Все это не только позволяет глубже изучить предмет, но и облегчает само изучение.

Построение различных элементов автоматики основывается на получении требуемой функциональной связи между параметром в управляющем процессе (входным сигналом) и параметром в управляемом процессе (выходным сигналом). Признаки, определяющие функциональную связь, являются основными классификационными признаками. К ним относятся:

- 1) функциональные задачи, выполняемые элементами в автоматических устройствах; систематизация элементов по этому признаку дана Б. С. Сотсковым (см. гл. I);
- 2) конструктивные схемы элементов (см. гл. I);
- 3) статические (см. гл. II) и динамические (см. гл. III) характеристики элементов;
- 4) физические явления, положенные в основу устройства элементов;
- 5) величины входной и выходной мощности элементов.

Последние два признака непосредственно связаны с преобразованием вида энергии в элементах.

У одних элементов имеет место преобразование формы энергии на выходе по сравнению с видом энергии на входе, а у других элементов форма энергии сохраняется. При этом следует отметить, что даже при сохранении одной и той же формы энергии на входе

и выходе элемента внутри элемента энергия может принимать другие промежуточные формы. Поэтому различают элементы с *непосредственным преобразованием* энергии и элементы с *промежуточным преобразованием*.

При использовании элементов в автоматических устройствах прежде всего интересуются формой энергии на входе и выходе. Поэтому представляется целесообразным вести рассмотрение элементов по этому признаку. С этой целью во второй части книги элементы сгруппированы по виду входной и выходной энергии. Гидравлические и пневматические элементы отнесены к механическим. Для наиболее многочисленной группы элементов с электрической формой энергии на входе и выходе проведена дополнительная систематизация в соответствии с видом применяемых в них управляющих устройств.

Одним из основных параметров, которые необходимо учитывать при выборе элемента, являются величины входной и выходной мощности. Знание их необходимо для правильного согласования элементов между собой. Так, в схеме, приведенной на рис. 1, мощность выбранного электродвигателя должна быть больше мощности, необходимой для перемещения заслонки  $Z$  и ползунка потенциометра  $R_n$ . При систематизации элементов по величине входной и выходной мощности их часто разделяют на *активные* и *пассивные*. В пассивных элементах выходной сигнал формируется полностью за счет энергии, поступающей на вход элемента. Поэтому мощность выходного сигнала у них всегда меньше (на величину внутренних потерь) мощности входного сигнала. Пассивные элементы с одинаковой формой энергии на входе и выходе (редуктор, трансформатор и др.) называются элементами *редуцирующего* типа. Другой вид пассивных элементов с преобразованием энергии по форме относится к элементам генераторного типа (термопара, вентильный фотоэлемент и др.). Активные элементы содержат дополнительный источник энергии, от которого энергия передается нагрузке. Выходная мощность в них может быть значительно выше входной, т. е. возможно усиление сигнала по мощности. Во всех активных элементах происходит управление потоком энергии, направляющимся от источника вспомогательной энергии к нагрузке, за счет изменения входного сигнала. Этот процесс носит название модуляции, поэтому активные элементы называются элементами *модуляторного* типа.

Кроме отмеченных принципов выбора элементов часто требуется знать, как элемент реагирует на изменение величины и знака (направления перемещения, полярности или фазы напряжения и т. п.) входного сигнала. В одних элементах при непрерывном изменении величины входного сигнала выходной сигнал изменяется также непрерывно, в других происходит скачкообразное изменение выходного сигнала. Во втором случае элементы работают в релейном режиме и их часто называют реле.

Большинство элементов регулятора должно различать знак рассогласования. Будем называть *реверсивными* такие элементы; у которых знак (направление перемещения, полярность напряжения постоянного тока, фаза напряжения переменного тока и т. п.) выходной величины меняется на обратный при изменении знака входной величины, т. е. функция преобразования нечетная. У нереверсивных элементов знак выходной величины постоянен и не зависит от знака входной величины<sup>1</sup>, т. е. функция преобразования четная.

Примером реверсивного элемента может служить электродвигатель с независимым возбуждением (см. рис. 1). При изменении полярности напряжения, подаваемого на его якорь, направление вращения двигателя меняется на обратное.

Следует иметь в виду, что один и тот же конструктивный элемент в зависимости от его конкретного применения может быть по-разному классифицирован внутри каждой из приведенных выше четырех групп.

Особенное внимание нужно обратить на то, что элементы, имеющие один и тот же принцип действия и даже одинаковую конструкцию, могут выполнять различные функциональные задачи.

---

<sup>1</sup> В литературе, в особенности относящейся к магнитным усилителям, реверсивные элементы иногда называют двухтактными, а нереверсивные элементы — одноктактными. В электронике двухтактными называют только схемы, состоящие из двух одинаковых цепей, по которым текут токи, одинаковые по величине, но противоположные по фазе. Между тем одноктактный усилитель переменного тока (см. гл. IX) обладает реверсивными свойствами.

## Глава I

ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ЗАДАЧИ  
И СХЕМЫ ЭЛЕМЕНТОВ

## 1. ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ЗАДАЧИ ЭЛЕМЕНТОВ

Как ни разнообразны элементы автоматики по своему принципу действия и конструкции, при работе в системах автоматического регулирования они выполняют небольшое число функциональных задач. Для того чтобы установить эти задачи, необходимо представить себе те функции, которые обычно выполняет человек при регулировании любого процесса вручную. Тогда с точки зрения функциональных задач, выполняемых элементами в системе, их можно разделить так (рис. 2):

*воспринимающие* элементы *В*, служащие для измерения действительного значения регулируемой величины<sup>1</sup>;

*задающие* элементы *З*, служащие для задания требуемого значения регулируемой величины, этому значению должно соответствовать ее действительное значение;

*сравнивающие* элементы *С*, определяющие знак и величину рассогласования и вырабатывающие в соответствии с этим сигнал, воздействующий на процесс;

*преобразующие* элементы *П*, осуществляющие необходимое преобразование сигнала и, в частности, его усиление;

*исполнительные* элементы *И*, воздействующие на органы управления объектом<sup>2</sup>;

*корректирующие* элементы *К*, служащие для улучшения качества процесса регулирования (подробнее см. гл. XI).

Совокупность воспринимающего, задающего и сравнивающего элементов представляет собой по существу измерительный элемент, измеряющий рассогласование.

<sup>1</sup> В литературе воспринимающие элементы иногда называют чувствительными элементами.

<sup>2</sup> Активные исполнительные элементы с механическим выходом часто называют серводвигателями.

В простейших системах, когда отбираемая от объекта через воспринимающий элемент в регулятор мощность оказывается достаточной для воздействия на органы управления объектом, преобразующий элемент может отсутствовать. В других случаях функции преобразующего и исполнительного элементов может выполнять один конструктивный элемент. Однако современные системы автоматического регулирования обычно имеют даже несколько усилителей (преобразующих элементов), каскадно усиливающих мощность сигнала.

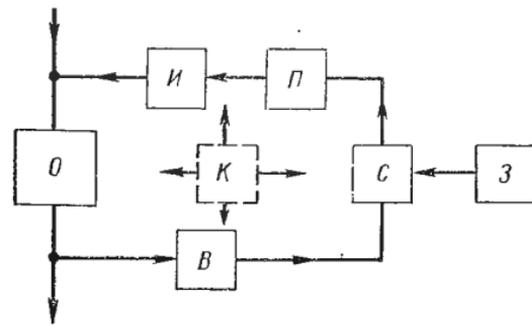


Рис. 2. Функциональная структурная схема системы автоматического регулирования:

*O* — объект регулирования; *B* — воспринимающий элемент; *Z* — задающий элемент; *C* — сравнивающий элемент; *P* — преобразующий элемент; *I* — исполнительный элемент; *K* — корректирующий элемент

так как она является в данном случае органом управления объектом и ее присутствие необходимо и в случае регулирования вручную.

Термопара представляет собой воспринимающий элемент, а резистор  $R$  с источником  $U_{см}$  — задающий. Рассогласование определяется за счет противоположного направления н. с. входных обмоток и обмоток смещения. Поэтому магнитный усилитель выполняет одновременно роль преобразующего и сравнивающего элемента. Электродвигатель выполняет одновременно функции исполнительного элемента, поскольку он воздействует на орган управления объектом — заслонку  $Z$ , и преобразующего элемента, поскольку сигналом на его выходе является перемещение.

Усиление сигнала по мощности в электродвигателе не происходит. Потенциометр  $R_n$  наряду с главной функцией корректирующего элемента также выполняет функции преобразующего элемента, т. е. осуществляет преобразование перемещения в электрический сигнал.

Таким образом, в результате рассмотрения системы автоматического регулирования необходимо отметить, что отдельные конструктивные элементы часто выполняют несколько функций одновременно.

На функциональной схеме (рис. 2) корректирующие элементы не приведены, так как их включение в схему может быть различным.

Перейдем к сопоставлению функциональной схемы с конкретной схемой системы регулирования, приведенной на рис. 1.

В системе автоматического регулирования, соответствующей схеме рис. 1, объектом регулирования является газотурбинный двигатель 1. Заслонка  $Z$  также должна быть отнесена к объекту,

В то же время одни и те же конструктивные элементы в разных системах (и даже в одной и той же системе) могут выполнять различные функциональные задачи (например, потенциометры используются в системе в качестве задающих и корректирующих элементов).

## 2. КОНСТРУКТИВНЫЕ СХЕМЫ ЭЛЕМЕНТОВ

Элементы автоматики по своим конструктивным схемам могут быть разделены на неререверсивные, неререверсивные с обратной связью, реверсивные, реверсивные с обратной связью.

На рис. 3, *а*, *б*, *в* приведены три схемы неререверсивных элементов, отличающихся между собой типом применяемого управляющего устройства и способом включения нагрузки. Простейшая из этих схем (рис. 3, *а*) состоит из управляющего устройства *УУ*, на которое воздействует входной сигнал и к выходной цепи которого подключена нагрузка *Н*. В этом случае используются управляющие устройства генераторного или редуцирующего типа, а элементы относятся к пассивным. Примером такой схемы может служить схема термодатчика в системе регулирования температуры (рис. 1, *а*), состоящая из термопары (управляющее устройство) и входной обмотки магнитного усилителя (нагрузка).

Схемы элементов с управляющими устройствами модуляторного типа (электронная лампа, терморезистор и т. п.) бывают с последовательным (рис. 3, *б*) и параллельным (рис. 3, *в*) включением нагрузки. В схемах с параллельной нагрузкой, помимо источника вспомогательной энергии *И* и управляющего устройства, используется дополнительное балластное устройство *Б* (резистор, конденсатор и т. п.) Из трех рассмотренных конструктивных схем наиболее распространенной является схема с последовательно включенной нагрузкой (рис. 3, *б*). Это объясняется тем, что, во-первых, такие элементы имеют большее применение по сравнению с элементами, выполненными по схеме рис. 3, *а*, из-за возможности усиления сигнала по мощности и большого числа управляющих устройств модуляторного типа и, во-вторых, они не содержат дополнительного потребителя энергии (балластное устройство) и более экономичны. Примером выполнения элемента по схеме рис. 3, *б* является задающий элемент (рис. 1, *а*), состоящий из источника  $U_{см}$ , управляющего устройства-резистора с переменным сопротивлением и обмоток смещения в качестве нагрузки.

Более сложные неререверсивные схемы — это схемы элементов с обратной связью *ОС*, в которых часть выходной энергии подается во входную цепь управляющего устройства, т. е. на входе управляющего устройства в этом случае имеют место два сигнала — основной входной  $X_{вх}$  и сигнал обратной связи  $X_{ос}$  (рис. 3, *г*). Благодаря *ОС* можно различным образом менять свойства элементов автоматики, что обуславливает ее широкое применение. Изменение свойств в нужном направлении осуществляется за счет опре-

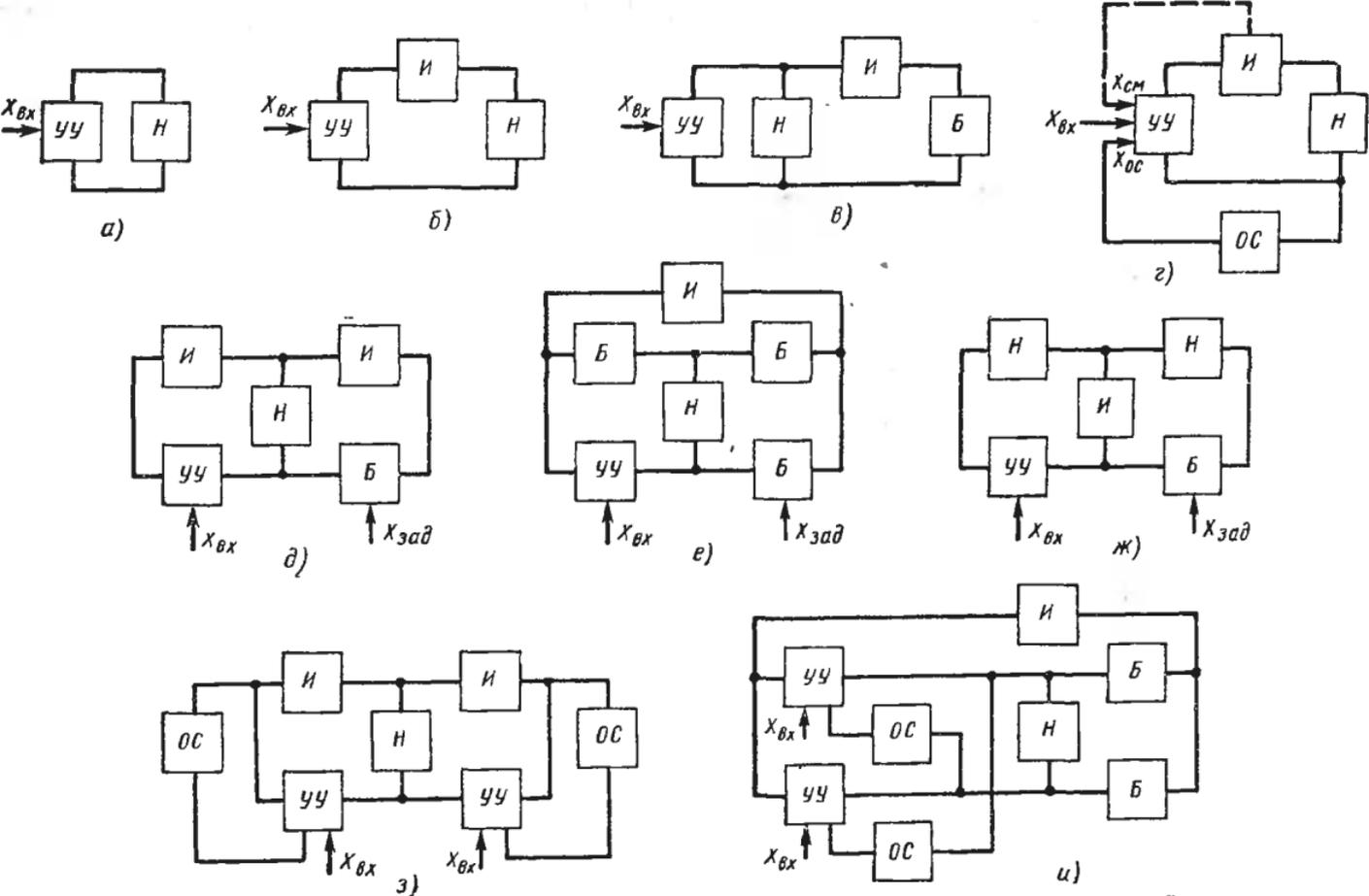


Рис. 3. Обобщенные конструктивные схемы элементов с одним управляющим устройством:

а — генераторного типа; б — модуляторного типа с последовательным включением нагрузки; в — параллельным включением нагрузки; г — непереворачиваемая схема с обратной связью; д, е, ж — соответственно дифференциальная, мостовая и дифференциально-мостовая реверсивные схемы; з и и — реверсивные схемы с обратной связью

деленного изменения сигнала  $X_{oc}$  по отношению к изменению входного сигнала  $X_{ax}$ . Если в процессе работы элемента сигналы  $X_{ax}$  и  $X_{oc}$  складываются, то такая связь называется *положительной*. При *отрицательной ОС* эти сигналы вычитаются<sup>1</sup>.

По характеру изменения сигнала  $X_{oc}$  во времени по отношению к изменению выходного сигнала (например, к току нагрузки) обратную связь разделяют на *жесткую, гибкую* и *запаздывающую*. В случае жесткой *ОС* величина сигнала  $X_{oc}$  в любой момент времени пропорциональна величине выходного сигнала, а при гибкой *ОС* значение сигнала *ОС* пропорционально производной во времени от выходной величины. Гибкую *ОС* иногда называют *изотропной*.

Учитывая перечисленные виды применяемой *ОС*, отметим, в каких целях используется тот или иной тип *ОС*.

Введением жесткой положительной *ОС* в зависимости от ее глубины (величины сигнала  $X_{oc}$ ) можно получить либо большее усиление входного сигнала  $X_{ax}$ , либо релейный режим работы элемента. С применением жесткой отрицательной связи повышается быстродействие и стабильность работы элементов, релейный режим работы может преобразовываться в непрерывный. При запаздывающем характере *ОС* элементы работают в качестве генераторов импульсов (мультивибраторов). Гибкая *ОС* вводится для изменения динамических свойств элементов (см. гл. III).

В конструктивном отношении элементы с *ОС* отличаются между собой устройством в цепи *ОС* и способом подключения данной цепи к входной и выходной цепям элемента (последовательная, параллельная).

Для изменения свойств элементов, помимо сигнала  $X_{oc}$ , во входную цепь управляющего устройства часто подается так называемый сигнал смещения  $X_{см}$  (рис. 3, з). При этом сигнал  $X_{см}$  может быть использован не только в элементах с *ОС*, но и во всех без исключения элементах.

В отличие от сигнала  $X_{oc}$  сигнал смещения не зависит от изменения величины выходного сигнала и формируется непосредственно либо от основного источника вспомогательной энергии, либо от специально введенных источников смещения. С помощью сигнала смещения можно получать максимальный коэффициент усиления, линейную зависимость величины выходного сигнала от величины входного сигнала, большой к. п. д., определенные величины параметров переключения релейного элемента. В ряде случаев сигнал смещения необходим, например, для обеспечения работоспособности элемента (в частности, в реверсивных элементах с одинаковыми управляющими устройствами).

<sup>1</sup> Заметим, что с полной определенностью можно говорить о положительной или отрицательной обратной связи только для определенной (например, нулевой) частоты сигнала, так как в общем случае звено *ОС* может вызывать сдвиг фазы, меняющийся с частотой.

Как уже отмечалось, основным назначением реверсивных элементов автоматики является формирование выходного сигнала, знак которого изменяется при изменении знака входного сигнала. Если входной и выходной сигналы являются знакопеременными функциями во времени (например, изменяются по закону синуса), то для обеспечения реверсивных свойств иногда не требуется создания специальных схем, так как уже рассмотренные схемы неревверсивных элементов могут обладать отмеченным свойством. В общем случае реверсивные свойства получаются за счет формирования в выходной цепи элемента двух противоположных по знаку сигналов, причем выходной сигнал при этом является результирующим этих двух противоположных по знаку сигналов. Поэтому простейшей реверсивной схемой (часто называемой компенсационной) может служить схема, приведенная на рис. 3, б, где в качестве управляющего устройства используют устройство генераторного или редуцирующего типа. При этом возможна замена источника вспомогательной энергии на другое управляющее устройство подобного типа, вырабатывающее выходной сигнал противоположного знака по отношению к знаку сигнала первого управляющего устройства.

В какой-то степени примером данных схем может служить схема включения двигателя (рис. 1, а), у которого обмотка якоря (нагрузка) подключена к двум источникам электрического сигнала с напряжениями, равными выходному напряжению МУ и напряжению, снимаемому с потенциометра  $R_n$ .

Как правило, при использовании устройств модуляторного типа (иногда и генераторного типа) реверсивные свойства обеспечиваются дифференциальной, мостовой и дифференциально-мостовой схемами, представленными соответственно на рис. 3, д, е, ж. Различие этих схем между собой заключается в неодинаковом числе источников вспомогательной энергии и балластных устройств. В дифференциальной схеме (рис. 3, д) требуется два источника вспомогательной энергии, что накладывает повышенные требования к ним, так как неодинаковое изменение их параметров (например, напряжений) ведет к появлению ложного сигнала на выходе (так называемый уход или «дрейф» нуля). Примером дифференциальной схемы является электрическая схема, приведенная на рис. 1, б. Мостовая и дифференциально-мостовая схемы в отличие от дифференциальной схемы характеризуются независимостью нуля от изменения параметров источника энергии. Но мостовая схема (рис. 3, е) из-за большего числа балластных устройств менее экономична, а дифференциально-мостовая схема (рис. 3, ж) требует применения дифференциальной нагрузки.

В рассмотренных схемах одно из балластных устройств можно использовать как задающее устройство с сигналом  $X_{зад}$ . Например, в схеме, приведенной на рис. 1, б, один резистор может выполнять роль управляющего устройства, а другой — задающего

устройству. В этом случае будем иметь элемент, выполняющий одновременно следующие функции: задание, сравнение и усиление сигнала, а если управляющее устройство позволяет вырабатывать сигнал, пропорциональный параметру регулирования (например, терморезистор), то может быть обеспечено еще и выполнение функции воспринимающего элемента. В рассматриваемых схемах балластные устройства могут быть заменены на другие управляющие устройства, что приведет к повышению коэффициентов усиления схем. Очевидно, эта мера будет наиболее эффективна для мостовой схемы.

При такой замене необходимо, чтобы выходные параметры управляющих устройств при подаче входного сигнала менялись противоположно, т. е. у одних управляющих устройств, допустим, увеличивались, а у других уменьшались (например, у МУ в схеме, приведенной на рис. 1, а, индуктивные сопротивления одних рабочих обмоток увеличиваются, а других уменьшаются). В мостовой схеме управляющие устройства с одинаковым изменением параметров должны быть включены в противоположные плечи моста. В некоторых случаях в реверсивных схемах могут быть использованы управляющие устройства с одинаковым знаком изменения выходных параметров, но с различными постоянными времени. Такие схемы обычно используются для построения форсирующих элементов (см. гл. XI).

Следует отметить, что элементы автоматики, выполненные на реверсивных схемах, отличаются большей стабильностью характеристик по сравнению с элементами, выполненными на нереверсивных схемах. Это объясняется тем, что в процессе работы элементов на управляющие устройства помимо основных входных сигналов, всегда действуют и внешние возмущения (изменение температуры, влажности, давления воздуха и др.). Действие внешних возмущений в нереверсивных элементах приводит к появлению вредных сигналов. В реверсивных же элементах это действие в какой-то степени компенсируется за счет двух контуров и уровень вредных сигналов меньше. Поэтому реверсивные схемы находят широкое применение и в тех случаях, когда не требуется обеспечить реверсивную статическую характеристику элемента. Так же, как и в нереверсивных схемах, у реверсивных элементов может быть введена обратная связь. Назначение обратной связи здесь то же, что и у нереверсивных элементов, но чаще всего она бывает предназначена для осуществления релейного режима и генериро-

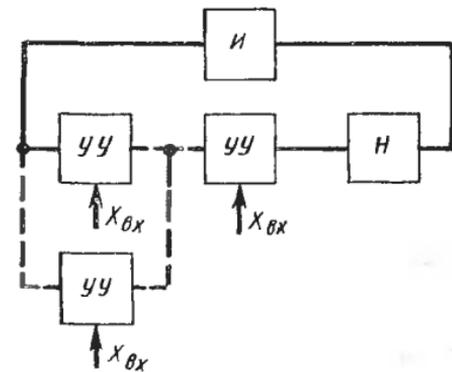


Рис. 4. Конструктивная схема элемента с несколькими управляющими устройствами

вания импульсов. При этом сигнал обратной связи может формироваться как из выходной цепи данного устройства (рис. 3, *д*) (см. МУ в схеме на рис. 1, *а*), так и из выходной цепи другого устройства (рис. 3, *и*).

Помимо рассмотренных схем, в системах автоматического регулирования часто применяются элементы с несколькими управляющими устройствами, включенными последовательно или параллельно (рис. 4), что вызывается необходимостью повышения уровня выходного сигнала, мощности, коэффициентов стабилизации, надежности и т. п. Например, в схеме регулятора температуры (рис. 1, *а*) для увеличения выходного сигнала термодатчика (напряжения  $U_{A, B}$ ) можно использовать несколько последовательно включенных термопар. Такие схемы нецелесообразно выделять в особую группу, так как их построение соответствует рассмотренным схемам, которые могут быть названы типовыми.

В заключение следует отметить, что при изучении конкретных элементов рассмотрение принципов построения их схем целесообразно проводить на основании материала, изложенного в данном разделе, так как это облегчит усвоение схем разнообразных конструктивных элементов автоматики.

## СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕМЕНТОВ

## 1. ПОНЯТИЕ О СТАТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИКАХ

Состояние конструктивного элемента автоматики, как и всякой физической системы, может быть охарактеризовано, если известны соответствующие физические величины. Например, состояние данного механического элемента считается определенным, если известно относительное положение его частей и их скорости, т. е. известны координаты соответствующих точек и векторы их скоростей. Состояние электрического элемента определяется напряжениями (или токами) и их производными и т. д.

Для того чтобы охарактеризовать элементы автоматики с точки зрения их работы в системе автоматического регулирования, выбирается одна величина на входе и одна на выходе элемента — *входная* и *выходная величины*, которые принято обозначать соответственно  $X_{вх}$  и  $X_{вых}$ . Подчеркнем, что значение самих входных и выходных величин и их производных и интегралов позволяет установить лишь общий характер процесса преобразования энергии, но не дает представления о количественных изменениях энергии и, следовательно, о мощности элемента и совершаемой им работе. Действительно, для определения мощностей на входе и выходе механического элемента, кроме скоростей, необходимо знать и величины усилий или все конструктивные параметры элемента. В последнем случае по известным перемещениям и скоростям можно рассчитать и усилия.

Как известно, при изменении входной величины возникает переходный процесс, обусловленный инерционностью элемента, т. е. наличием в нем таких составных частей, которые запасают энергию или вещество (механическая инерция деталей, их теплоемкость, емкость резервуаров для газов и жидкостей, электрическая емкость, индуктивность и т. п.). Однако по истечении известного промежутка времени, который только чисто теоретически равен бесконечности, практически устанавливается определенное соотношение между входной и выходной величинами (или между одной из этих величин и производными или интегра-

лами от другой), более уже не меняющиеся во времени, т. е. наступает установившееся (принужденное) состояние.

*Статической характеристикой* элемента называется зависимость выходной величины от входной для установившихся состояний процесса.

Элементы автоматики имеют разнообразные статические характеристики, которые, как правило, нелинейны. При этом статические характеристики элементов могут существенно отличаться от вида характеристик управляющих устройств. Например, при непрерывных характеристиках управляющих устройств характеристики элемента могут иметь релейный вид и, наоборот. Это объясняется тем, что статическая характеристика элемента зависит не только от характеристики управляющего устройства, но и от характеристики нагрузки, конструктивной схемы и выбранного режима работы.

## 2. ПРИМЕРЫ СТАТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК И РЕЖИМЫ РАБОТЫ ЭЛЕМЕНТОВ

С точки зрения технических требований, предъявляемых к элементам, а также на основе их конструктивных схем статические характеристики элементов можно разделить на следующие виды:

непрерывные нереверсивные (рис. 5, а);

релейные нереверсивные (рис. 5, б);

непрерывные реверсивные (рис. 5, в);

релейные реверсивные двухпозиционные (рис. 5, г);

релейные реверсивные трехпозиционные (рис. 5, д).

При использовании элементов с непрерывными статическими характеристиками в системах автоматического регулирования часто требуется, чтобы статическая характеристика представляла собой линейную зависимость

$$X_{\text{вых}} = KX_{\text{вх}}, \quad (1)$$

где  $K$  — постоянная величина, называемая *передаточным коэффициентом*<sup>1</sup>.

Передаточный коэффициент выражает отношение выходной величины к входной в установившемся режиме<sup>2</sup>. Если входная и выходная величины — различные физические параметры, то передаточный коэффициент будет иметь определенную размерность.

<sup>1</sup> Передаточный коэффициент иногда называют коэффициентом преобразования. Применительно к конкретным конструктивным элементам передаточный коэффициент называют также коэффициентом усиления (в усилителях), коэффициентом редукции (в редукторах), коэффициентом трансформации (в трансформаторах) и т. д.

<sup>2</sup> В данном случае имеется в виду установившийся режим при какой-нибудь определенной, в большинстве случаев нулевой, частоте сигнала.

Линейная статическая характеристика имеет вид прямой, проходящей через начало координат под углом  $\alpha = \arctg K$  (рис. 6, а). Как уже отмечалось, реальные статические характе-

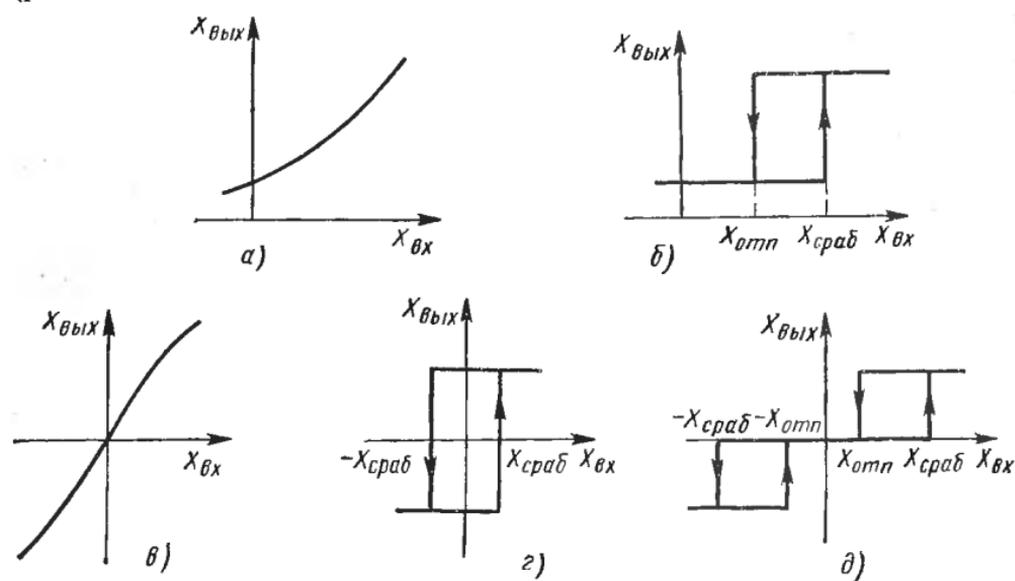


Рис. 5. Статические характеристики элементов:

а — непрерывные нереверсивные; б — релейные нереверсивные; в — непрерывные реверсивные; г — релейные реверсивные двухпозиционные; д — релейные реверсивные трехпозиционные

ристики нелинейны, но если степень нелинейности невелика и практически несущественна, то для небольшого (или во всяком случае ограниченного) диапазона изменений входной величины неко-

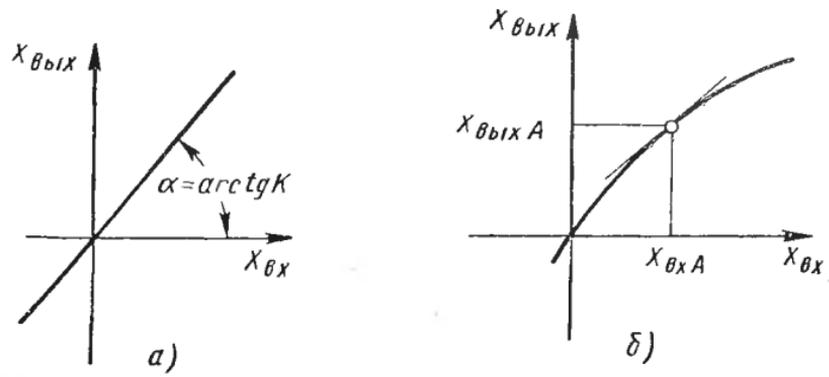


Рис. 6. Статическая характеристика элемента:

а — линейная; б — с линейризуемой нелинейностью

торый участок фактической кривой можно приближенно заменить либо касательной, либо секущей. Такая операция носит название линейризации статической характеристики. При этом не следует полагать, что линейризация возможна только для небольших от-

клонений входной величины относительно нулевого значения. Линеаризация возможна и для небольших отклонений относительно любого значения входной величины, например относительно  $X_{вх\ A}$  на рис. 6, б. Но при этом начало координат должно быть перенесено в точку  $A$ , а переменными должны считаться не сами значения входной и выходной величин  $X_{вх}$  и  $X_{вых}$ , а их отклонения относительно значений, соответствующих новому началу координат, т. е.

$$x_{вх} = \Delta X_{вх} = X_{вх} - X_{вх\ A};$$

$$x_{вых} = \Delta X_{вых} = X_{вых} - X_{вых\ A}.$$

Выбор нового начала координат обычно называют выбором рабочей точки характеристики, положение которой определяется сигналом (напряжением) смещения.

Кроме графического метода линеаризации статических характеристик, существует аналитический метод, который сводится к замене аналитического выражения кривой статической характеристики линейным членом его разложения в ряд Тейлора.

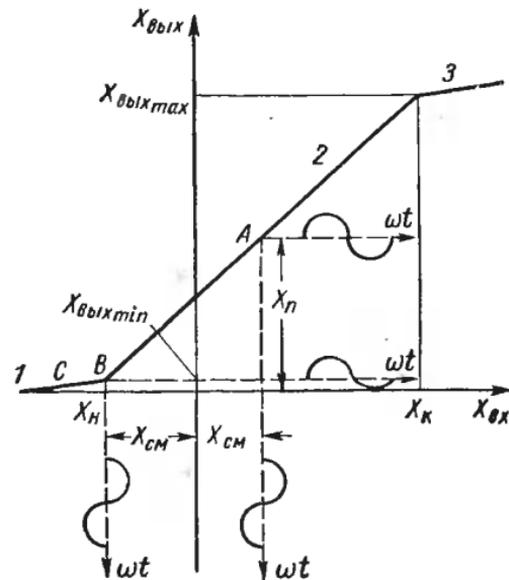


Рис. 7. К пояснению режимов работы усилительного элемента

Эта операция равносильна замене кривой линии, касательной к ней, проведенной в точке, в окрестности которой выполняется разложение в ряд.

Известно, что положение рабочей точки определяется выбранным режимом работы элемента. В усилительных элементах различают четыре режима работы (режим класса  $A$ ,  $B$ ,  $C$  или  $D$ ) и соответственно существуют четыре различных положения рабочей точки. Характерные особенности этих режимов проще всего пояснить на идеализированной характеристике элемента, которая представляет собой ломаную линию, состоящую из трех участков (рис. 7). Участок 1 характеризуется незначительным по величине коэффициентом передачи ( $K \approx 0$ ). Второй участок с интервалом изменения входного сигнала от  $X_n$  до  $X_k$  является линейным с наибольшим коэффициентом передачи, причем величину  $X_n$  часто называют величиной отсечки. На участке 3 выходная координата элемента изменяется незначительно, и данный участок называют участком насыщения.

При работе элемента в режиме класса  $A$  сигнал смещения выбирают такой величины, чтобы рабочая точка находилась примерно в середине участка 2 (рис. 7, точка  $A$ ). В этом случае входной

сигнал для каждого полупериода его изменения усиливается одинаково с наименьшими искажениями выходного сигнала. Однако данный режим характеризуется небольшими значениями к. п. д. (не более 50%) из-за большой величины постоянной составляющей  $X_n$ .

Для получения больших к. п. д. используют режимы класса  $B$  или  $C$ . Для режима класса  $B$  абсолютную величину сигнала смещения выбирают равной сигналу отсечки, а при работе в режиме класса  $C$  рабочую точку приходится смещать на участок  $I$ . Как видно из рис. 7, при использовании режимов класса  $B$  или  $C$  искажения становятся весьма существенными и часто для уменьшения их приходится использовать двухконтурные реверсивные схемы (рис. 3,  $d$ ,  $e$ ,  $ж$ ) с двумя управляющими устройствами.

При работе в режиме класса  $D$  выходной сигнал практически имеет только два значения  $X_{вых\min}$  или  $X_{вых\max}$ . Переход от одного значения выходного сигнала к другому (от состояния отсечки к состоянию насыщения и наоборот) осуществляется скачком, поэтому данный режим обычно называют режимом переключения. Режим переключения осуществляется либо за счет специального переменного сигнала в виде прямоугольных импульсов с постоянной амплитудой и длительностью, либо за счет переменного входного сигнала в виде прямоугольных импульсов с постоянной амплитудой, но с изменяющейся длительностью (скважностью) импульсов, либо за счет импульсного питания выходной цепи элемента. Данный режим характеризуется наибольшим к. п. д., так как потери мощности в управляющем устройстве минимальны.

Воспринимающие элементы с непрерывной плавной формой статической характеристики принято называть датчиками<sup>1</sup>. Применительно к датчикам передаточный коэффициент называют чувствительностью. При этом для нелинейного датчика различают статическую чувствительность

$$K = \frac{X_{вых}}{X_{вх}},$$

которая в общем случае будет в разных точках различной, и дифференциальную

$$K_D = \frac{\Delta X_{вых}}{\Delta X_{вх}} \approx \frac{dX_{вых}}{dX_{вх}},$$

т. е. чувствительность для малых изменений входной величины относительно ее некоторого значения (например,  $X_{вх A}$ ). Дифференциальная чувствительность определяется углом наклона касательной к характеристике и в общем случае также будет меняться от точки к точке.

Для линейного элемента  $K = K_D = \text{const.}$

<sup>1</sup> В некоторых случаях под датчиками подразумевают только преобразователи перемещения в изменение электрического сигнала.

Разумеется, не во всех случаях статические характеристики элементов могут быть линеаризованы. Последняя невозможна, если нелинейность характеристики выражена настолько резко, что линеаризация приводит к потере каких-либо существенных свойств характеристики. Это так называемые существенно нелинейные характеристики.

Примеры таких характеристик приведены на рис. 8. Характеристика, изображенная на рис. 8, а, в принципе не пригодна для линеаризации из-за наличия *зоны нечувствительности*, т. е. области изменений входной величины  $2a$ , не вызывающих возникновения (изменения) выходного сигнала. Величину  $a$  называют по-

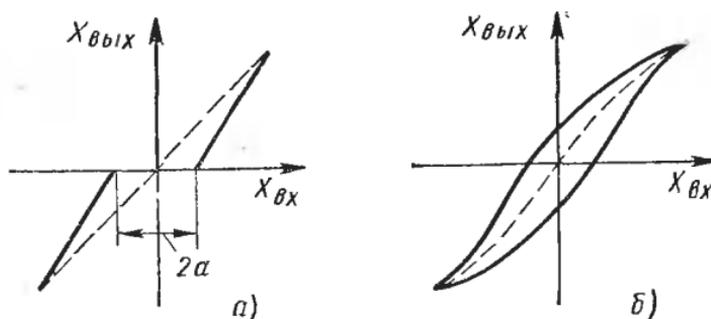


Рис. 8. Нелинейные статические характеристики:  
а — с зоной нечувствительности; б — гистерезисная (с зоной нечувствительности и неоднозначностью)

рогом чувствительности, или разрешающей способностью элемента. Но если зона нечувствительности невелика и ее влияние на процесс несущественно, то ею можно вообще пренебречь и спрятить характеристику, как это показано пунктиром.

Характеристика, изображенная на рис. 8, б, также в принципе не может быть линеаризована, так как она неоднозначна. Однако при достаточно узкой петле ее приближенно можно заменить пунктирной кривой, проходящей через начало координат, т. е. свести к виду, поддающемуся линеаризации (см. рис. 6, б). Так фактически и поступают в тех случаях, когда пренебрегают явлениями гистерезиса в стали.

Очевидно, к существенно нелинейным характеристикам относятся также релейные характеристики (рис. 5, б, г, д). В этом случае функция  $X_{вых} = F(X_{вх})$  при определенных значениях непрерывно изменяющегося аргумента (величины входного сигнала), называемых величинами *срабатывания*  $X_{сраб}$  и *отпускания*  $X_{отп}$ , имеет разрыв и поэтому не может быть линеаризована. Величина отпускания обычно меньше величины срабатывания и их соотношение определяется так называемым коэффициентом возврата

$$K_{в} = \frac{X_{отп}}{X_{сраб}} < 1.$$

Значение коэффициента возврата определяет ширину петли (зону двухзначности) релейной характеристики.

Часто релейные элементы по сравнению с элементами, имеющими непрерывные характеристики, обладают рядом преимуществ, например большей экономичностью, большим усилением сигнала по мощности, меньшим весом и т. п. Однако для возможности их использования в системах автоматического регулирования в ряде случаев необходимо решать задачу линеаризации их релейных характеристик.

### 3. «ЛИНЕАРИЗАЦИЯ» РЕЛЕЙНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

Задача «линеаризации» релейных характеристик решается искусственным путем за счет применения метода вибрационной линеаризации. При этом удастся получить для ограниченных пределов изменения входной величины непрерывную (а иногда линейную) зависимость между средним (за период изменения линеаризирующих колебаний) значением выходной величины и входной координатой, т. е.  $X_{вых\text{средн}} = f(X_{вх})$ . При этом среднее значение выходной величины (постоянная составляющая) оказывается как бы промодулированным входным сигналом.

Для осуществления метода вибрационной линеаризации релейной характеристики необходимо на вход релейного элемента подать дополнительно линеаризирующие колебания соответствующей амплитуды, причем частота их должна быть, по крайней мере, на порядок выше частоты изменения основного входного сигнала.

Вид статической характеристики линеаризованного релейного элемента будет определяться: во-первых, способом получения и формой линеаризирующих колебаний и, во-вторых, видом релейной характеристики элемента.

В качестве линеаризирующих колебаний можно использовать как синусоидальные колебания, так и колебания пилообразной формы. При этом различают два способа линеаризации: с помощью внешних линеаризирующих колебаний, создаваемых специальными генераторами, и при использовании «внутренних» колебаний (автоколебаний), получаемых путем введения отрицательных запаздывающих обратных связей (см. гл. VIII, п. 1).

Рассмотрим сущность метода вибрационной линеаризации на примере релейного элемента, имеющего характеристику, приведенную на рис. 5, 2, при линеаризации ее с помощью внешних пилообразных колебаний.

Предположим, что основной входной сигнал отсутствует, тогда за счет линеаризирующих колебаний на выходе релейного элемента будет иметь место последовательность прямоугольных импульсов, у которых  $T_1 = T_2$  (рис. 9), где  $T_1$  — время, в течение которого выходная координата равна  $+X_{вых\text{max}}$ , а  $T_2$  —

время, в течение которого на выходе релейного элемента координата равна  $-X_{\text{вых max}}$ .

Для построения этих импульсов совмещаем по оси  $X_{\text{вх}}$  релейную характеристику (повернув на угол  $90^\circ$ ) и кривую линейризующих колебаний  $X_n$ . Точки пересечения (точки 1, 2, 3 и т. д.) кривой  $X_n$  с прямыми, отстоящими от оси абсцисс (оси  $t$ ) на рас-

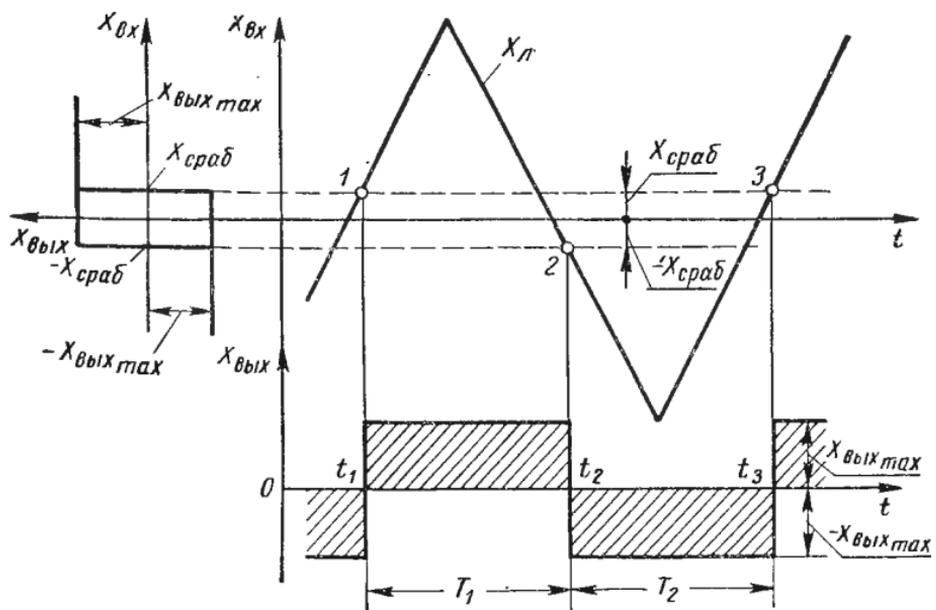


Рис. 9. К пояснению линейризации внешними колебаниями: входной сигнал отсутствует

стоянии отрезков  $\pm X_{\text{срaб}}$ , определяют моменты изменения знака выходной координаты на противоположный ( $t_1, t_2, t_3$  и т. д.).

Следовательно, при  $X_{\text{вх}} = 0$   $T_1 = T_2$  и

$$X_{\text{вх срeдн}} = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_3} X_{\text{вх}}(t) dt = \frac{T_1 - T_2}{T_1 + T_2} X_{\text{вх max}} = 0,$$

где  $T = T_1 + T_2$  — период линейризирующих колебаний,  $T_1 = t_2 - t_1$ ,  $T_2 = t_3 - t_2$ .

При наличии основного входного сигнала на входе релейного элемента имеет место сумма двух сигналов: основного входного сигнала  $X_{\text{вх}}$  и линейризирующих колебаний  $X_n$ , т. е.  $X_{\text{вх}\Sigma} = X_{\text{вх}} + X_n$ .

Учитывая, что  $X_{\text{вх}}$  является медленно меняющейся функцией времени, можно считать, что в течение периода изменения  $X_n$  основной входной сигнал остается постоянным, т. е.  $X_{\text{вх}} = \text{const}$

Тогда для определения моментов изменения знака выходной координаты на противоположный достаточно кривую  $X_{\Sigma}$  сместить относительно оси абсцисс на величину  $X_{\Sigma} = \text{const}$ , что будет соответствовать построению кривой  $X_{\Sigma}(t)$  (рис. 10).

Эти моменты времени  $t'_1, t'_2, t'_3 \dots$  будут определяться теперь абсциссами точек пересечения  $1', 2', 3'$  кривой  $X_{\Sigma}$  с теми же

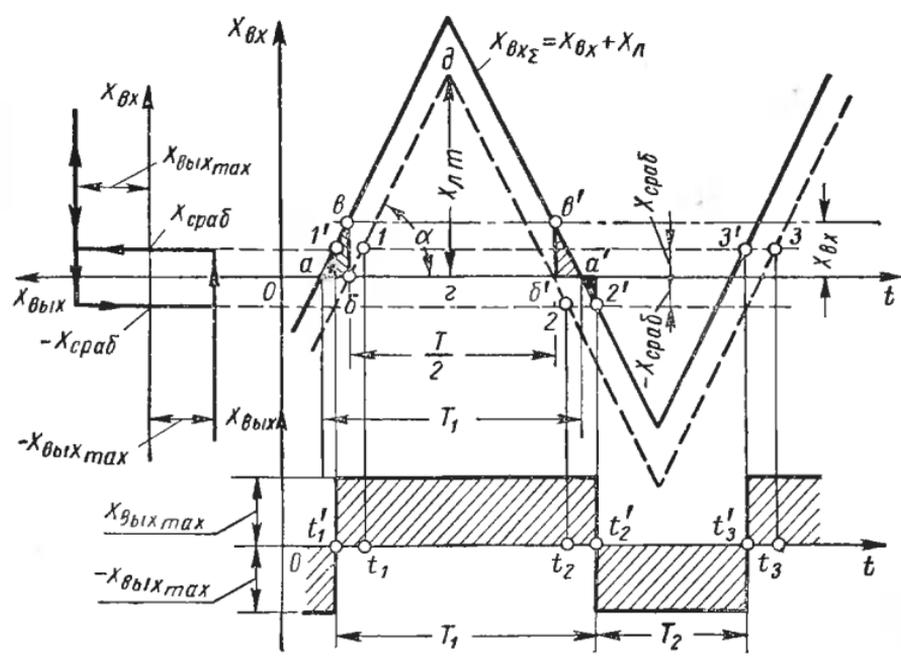


Рис. 10. К расчету статической характеристики, линейризованной внешними колебаниями характеристики типа двухпозиционного поляризованного реле ( $X_{\Sigma} \neq 0$ )

прямыми, отстоящими от оси абсцисс на расстоянии  $\pm X_{\Sigma}$ . Нетрудно видеть, что при наличии входного сигнала  $T_1 \neq T_2$  и  $X_{\Sigma} \neq 0$ .

Для определения величины  $T_1$  и  $T_2$  в зависимости от значения  $X_{\Sigma}$  рассмотрим  $\triangle abv = \triangle a'b'v'$ . Учитывая равенство зачерненных треугольников, можно записать, что

$$\frac{T_1 - \frac{T}{2}}{ab} = \frac{T_1 - T_2}{4} \quad (2)$$

Тогда из  $\triangle abv$

$$\text{tg } \alpha = \frac{X_{\Sigma}}{ab},$$

а из  $\triangle бгд$

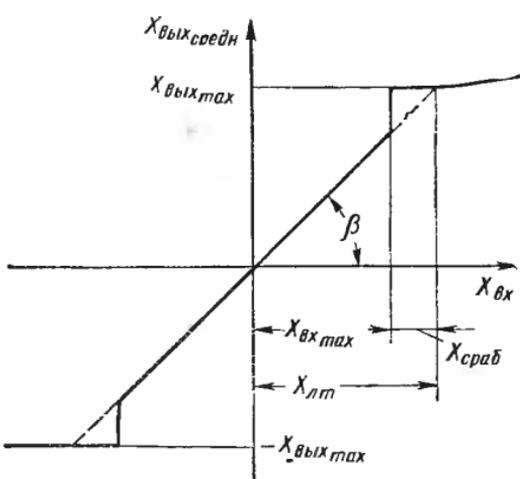
$$\text{tg } \alpha = \frac{X_{\Sigma}}{\frac{T}{4}} \quad (3)$$

Следовательно,

$$\overline{ab} = \frac{X_{вх}}{X_{лт}} \cdot \frac{T}{4}.$$

Приравнивая правые части выражений для отрезка  $\overline{ab}$ , окончательно будем иметь следующее выражение для статической характеристики линейризованного релейного элемента:

$$X_{вых\,ср\,едн} = \frac{T_1 - T_2}{T_1 + T_2} X_{вых\,маx} = \frac{X_{вых\,маx}}{X_{лт}} X_{вх} = K X_{вх}, \quad (4)$$



где  $K = \operatorname{tg} \beta = \frac{X_{вых\,маx}}{X_{лт}} = \operatorname{const}.$

Таким образом, релейная характеристика (рис. 5, з) при линейризации за счет внешних пилообразных колебаний превращается в линейную, график которой приведен на рис. 11. Нетрудно заметить, что, изменяя амплитуду  $X_{лт}$ , можно изменять наклон статической характеристики, что целесообразно использовать в усилительных элементах, когда требуется обеспечить переменный коэффициент усиления.

Рис. 11. Статическая характеристика линейризованного релейного элемента с характеристикой типа двухпозиционного поляризованного реле

При этом предел изменения входного сигнала, внутри которого имеет место линейная

характеристика, зависит от амплитуды линейрирующих колебаний  $X_{лт}$  и чувствительности релейного элемента  $X_{ср\,аб}$ , что нетрудно установить из рассмотрения рис. 10, так как  $X_{вх\,маx} = X_{лт} - X_{ср\,аб}$ .

В случае линейризации релейной характеристики, приведенной на рис. 5, д, за счет внешних пилообразных колебаний статическая характеристика линейризованного релейного элемента будет иметь два линейных участка (см. рис. 14). Участок I соответствует входному сигналу, при котором имеет место последовательность положительных и отрицательных импульсов ( $0 < X_{вх} \leq X_{лт} - X_{ср\,аб}$ ). Построение таких сигналов выполняется аналогично случаю, рассмотренному выше; оно приведено на рис. 12, где  $T_3$  — время, в течение которого выходной импульс отсутствует (пауза).

Так как  $\triangle abv = \triangle a'b'v'$  и  $v\overline{b} = \overline{v'b'}$   $= X_{вх}$ , то отрезок  $\overline{ab} = \left(\frac{T}{2} - T_1 - T_3\right) \frac{1}{2} = \frac{T_2 - T_1}{4}$  (с учетом равенства зачерненных треугольников, имеющих катет, равный  $X_{омн}$ ).

Из  $\triangle abv$  значение  $\operatorname{tg} \alpha = \frac{X_{вх}}{T_2 - T_1}$ ; тогда, учитывая выраже-  
 ние (3), будем иметь  $\frac{T_2 - T_1}{T} = \frac{X_{вх}}{X_{лт}}$  и для первого участка

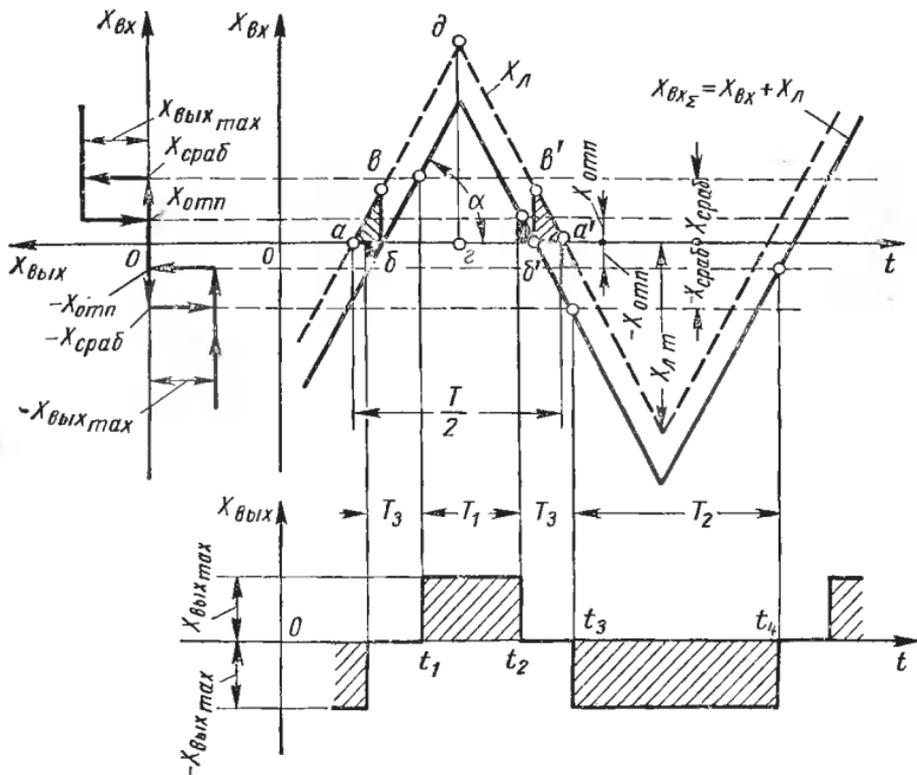


Рис. 12. К расчету статической характеристики, линеаризованной внешними колебаниями характеристики типа трехпозиционного реле для участка I

характеристики  $\operatorname{tg} \beta = \frac{X_{вых\max}}{X_{лт}}$ , т. е. будет справедливо выше полученное выражение для статической характеристики (4):

$$X_{вых\text{средн}} = \frac{X_{вых\max}}{X_{лт}} X_{вх}. \quad (4')$$

Для участка II (см. рис. 14), когда  $X_{лт} - X_{сраб} \leq X_{вх} \leq X_{лт} + X_{отп}$ , на выходе релейного элемента имеют место однополярные импульсы (рис. 13).

Поэтому  $X_{вых\text{средн}} = \frac{T_2}{T} X_{вых\max}$ , причем, как видно из построений, приведенных на рис. 13,

$$T_2 = \frac{T}{2} + \frac{2X_{вх}}{\operatorname{tg} \alpha} - \frac{X_{сраб}}{\operatorname{tg} \alpha} - \frac{X_{отп}}{\operatorname{tg} \alpha},$$

откуда

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{2X_{вх} - X_{сраб} - X_{отп}}{T_2 - \frac{T}{2}}. \quad (5)$$

Приравнивая правые части выражений (3) и (5) для  $\operatorname{tg} \alpha$ , будем иметь

$$\frac{T_2 - \frac{T}{2}}{\frac{T}{4}} = \frac{2X_{вх} - X_{сраб} - X_{отп}}{X_{лт}} = \frac{4T_2}{T} - 2. \quad (6)$$

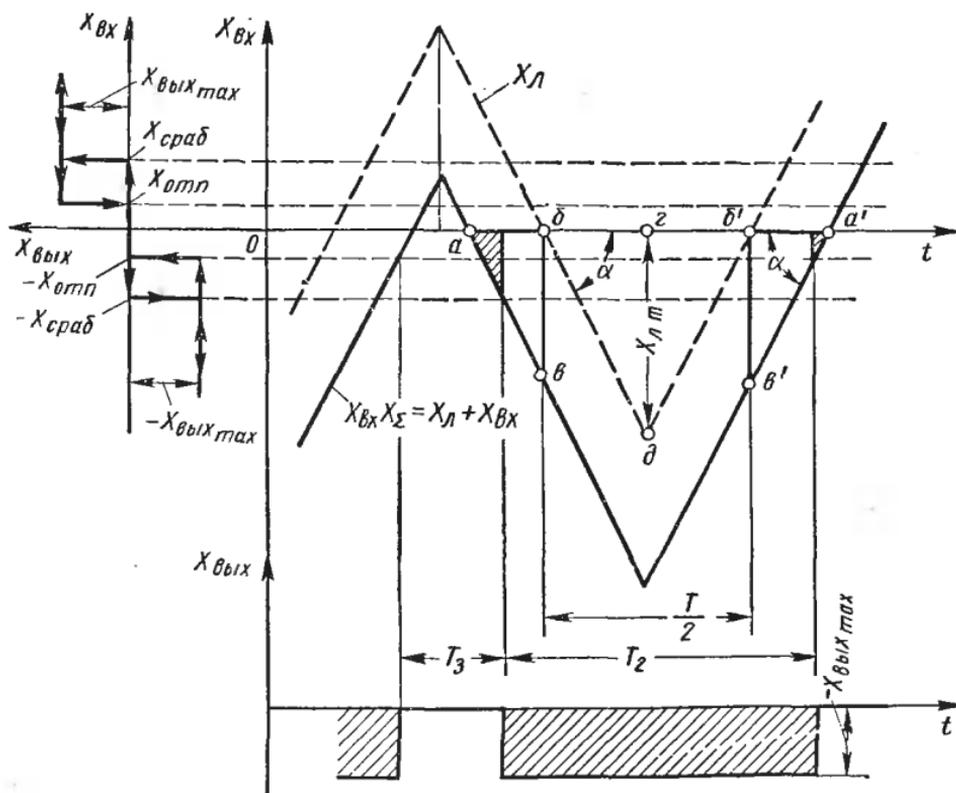


Рис. 13. Колебания у линеаризованного элемента с характеристикой трехпозиционного реле для участка II линеаризованной характеристики

Тогда для участка II характеристики (рис. 14) получим

$$X_{вых_{средн}} = \frac{X_{вых_{max}}}{2X_{лт}} \left[ X_{вх} + \left( X_{лт} - \frac{X_{сраб} + X_{отп}}{2} \right) \right], \quad (7)$$

причем  $\operatorname{tg} \gamma = \frac{X_{вых_{max}}}{2X_{лт}}$ , т. е.  $\gamma = \frac{\beta}{2}$ .

При линеаризации за счет внешних пилообразных колебаний релейной характеристики, приведенной на рис. 5, б, на выходе

релейного элемента будут иметь место однополярные импульсы различной амплитуды (рис. 15).

Поэтому  $X_{вых_{средн}} = X_{вых_{мин}} + \frac{T_1}{T} (X_{вых_{max}} - X_{вых_{мин}})$ .

Как следует из построений, приведенных на рис. 15,

$$T_1 = \frac{T}{2} + \frac{2X_{вх}}{\operatorname{tg} \alpha} - \frac{X_{сраб}}{\operatorname{tg} \alpha} - \frac{X_{отпн}}{\operatorname{tg} \alpha}.$$

Тогда, учитывая выражения (2), (4) и (5), получим

$$\frac{T_1}{T} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2X_{лт}} \left( X_{вх} - \frac{X_{сраб} + X_{отпн}}{2} \right).$$

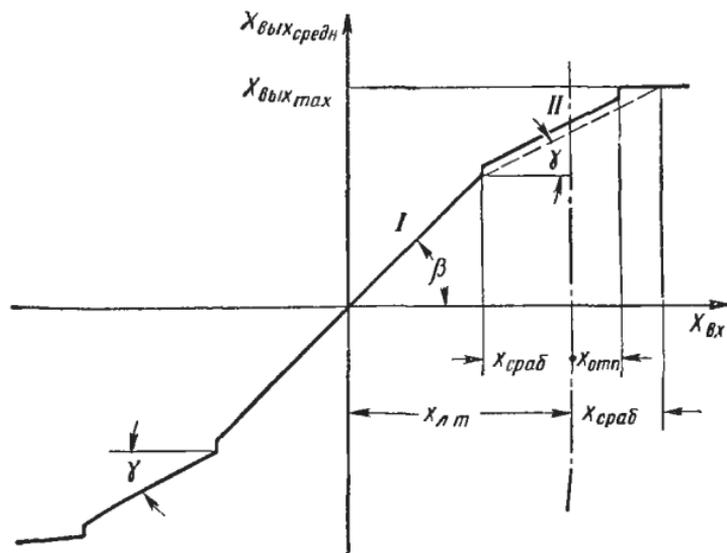


Рис. 14. Статическая характеристика линейризованного релейного элемента с характеристикой типа 3-позиционного реле

Окончательно выражение для статической характеристики релейного элемента (рис. 16) будет иметь следующий вид:

$$X_{вых_{средн}} = X_{вых_{мин}} + \frac{X_{вых_{max}} - X_{вых_{мин}}}{2X_{лт}} \left[ X_{вх} + \left( X_{лт} - \frac{X_{сраб} + X_{отпн}}{2} \right) \right], \quad (8)$$

т. е. в рассматриваемом случае при  $X_{вх} = 0$  величина  $X_{вых_{средн}} \neq 0$ .

Следует отметить, что в качестве внешних линейризирующих колебаний для некоторых элементов можно использовать напряжение источника питания. Эти элементы в качестве управляющих устройств чаще всего используют тиратроны, тиристоры, идеальные магнитные усилители и т. д. (см. гл. VIII и IX).

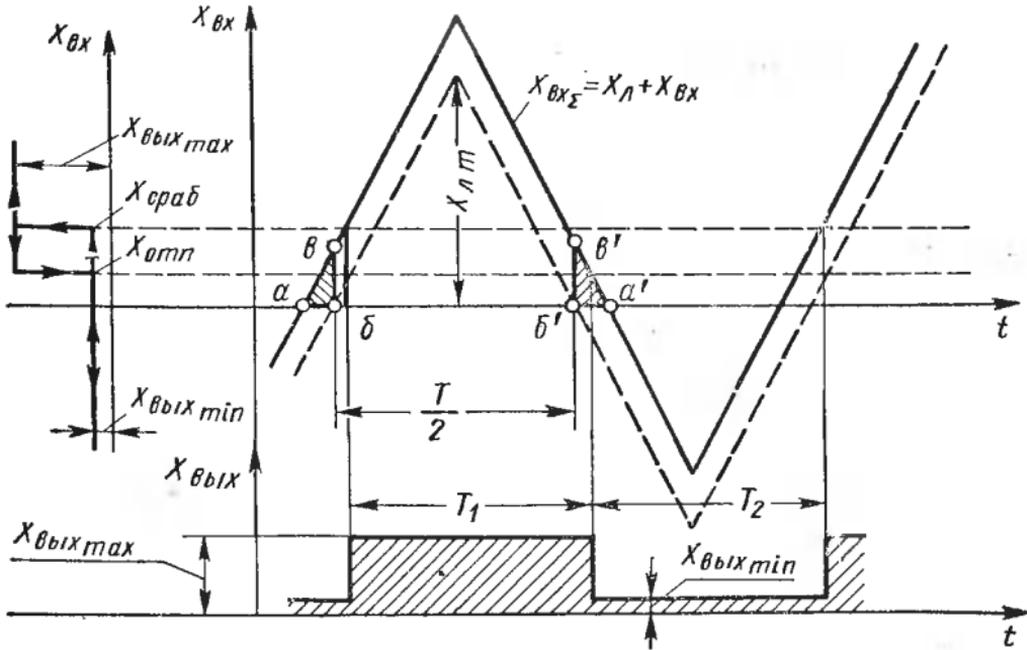


Рис. 15. К расчету статической характеристики, линеаризованной внешними колебаниями нереверсивной релейной характеристики

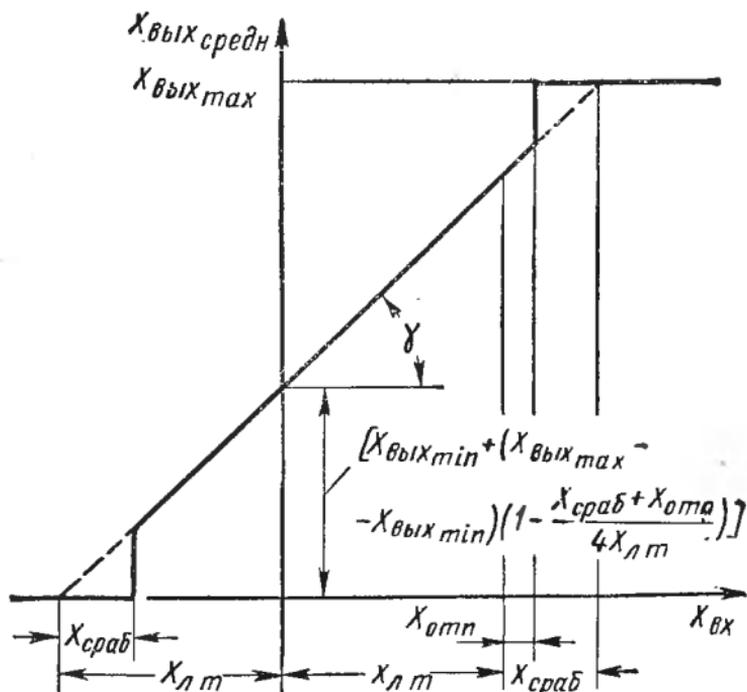


Рис. 16. Статическая характеристика линеаризованной внешними колебаниями нереверсивной релейной характеристики

В заключении следует отметить, что в общем случае при применении вибрационной линеаризации приходится отфильтровывать высокочастотную составляющую выходного сигнала.

Однако в ряде случаев, когда объект является фильтром низких частот (самолет, снаряд и т. д.) или в системе с малой полосой пропускания есть инерционные звенья, необходимость в постановке специальных фильтров отпадает.

#### 4. СОГЛАСОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК УПРАВЛЯЮЩИХ УСТРОЙСТВ И НАГРУЗКИ

Для получения непрерывной или релейной статической характеристики различных конструктивных элементов (механических, электрических, теплоэлектрических и т. д.) необходимо соответствующим образом согласовать характеристики управляющего устройства и нагрузки. При этом для получения непрерывной статической характеристики необходимо, чтобы в точках пересечения характеристик управляющего устройства и нагрузки было положение устойчивого равновесия. Если точки пересечения этих характеристик являются точками неустойчивого равновесия (в рабочем интервале), то в этом случае можно получить релейную статическую характеристику.

Рассмотрим примеры согласования характеристики управляющего устройства и нагрузки отдельных элементов.

Предположим, что характеристики управляющего устройства представляют собой функцию двух переменных  $Y = f(X_{облх}, X_{вх})$ .

Для электромагнитных устройств параметром управляющего устройства  $Y$  будет являться движущее или тяговое усилие  $F_T$ , входным воздействием  $X_{вх}$  — н. с. обмотки электромагнита, а выходная координата  $X_{облх}$  будет определять положение подвижных частей, т. е.

$$F_T = f(X_{облх}, I\omega_{вх}).$$

При этом зависимость тяговых усилий от положения подвижных частей (т. е. от перемещения на выходе  $X_{облх}$  при неизменном входном воздействии  $F_T = f(X_{облх})$ , называют тяговой характеристикой.

Характеристика нагрузки для рассматриваемого примера (без учета влияния на нее различных факторов, например изменений температуры и т. п.) будет определяться зависимостью  $F_m = \varphi(X_{облх})$ , которую обычно называют механической характеристикой; здесь  $F_m$  представляет собой усилие, противодействующее перемещению подвижных частей (силы упругости пружин и т. п.). Предположим, что механическая характеристика линейная.

Для получения непрерывной статической характеристики  $X_{облх} = \psi(I\omega_{вх})$  согласование характеристик управляющего

устройства и нагрузки должно соответствовать взаимному расположению этих характеристик, приведенному на рис. 17, где точки 1, 2, 3 являются точками устойчивого равновесия.

Чтобы убедиться, что точка  $X_{вых_i}$  — точка устойчивого равновесия, достаточно переместить подвижные части так, чтобы величина  $X_{вых}$  уменьшалась (или увеличивалась). Тогда, как видно из совместного расположения характеристик  $F_T = f(X_{вых})$  и  $F_M = \psi(X_{вых})$ , усилие  $F_M$  будет больше (или меньше)  $F_T$ , в результате чего подвижные части под действием разности сил

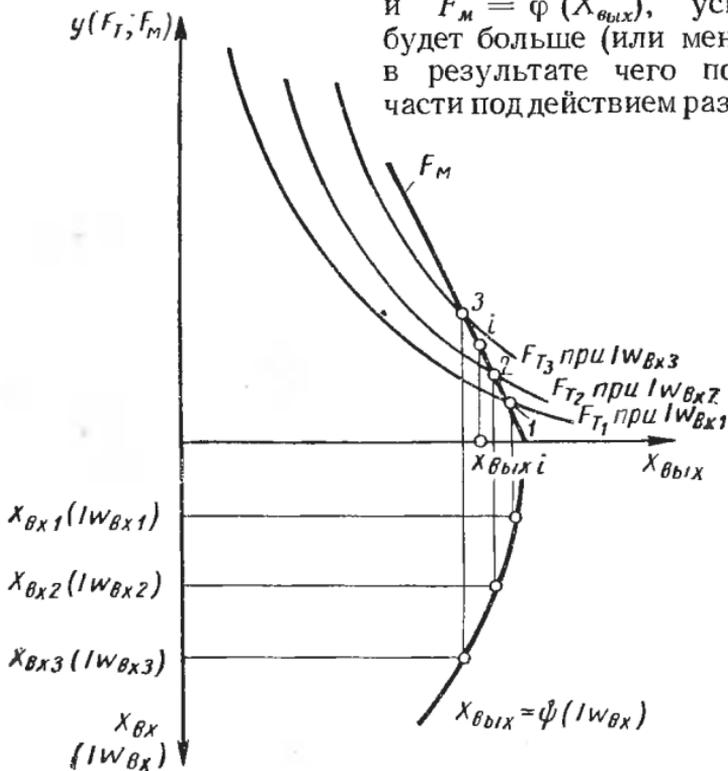


Рис. 17. Согласование тяговых и механической характеристик для получения пропорциональной статической характеристики

$F_M - F_T$  (или  $F_T - F_M$ ) возвратятся в исходное положение равновесия  $X_{вых_i}$ , для которого  $F_{T_i} = F_{M_i}$ .

Для построения статической характеристики элемента достаточно вниз по оси ординат отложить значения  $I\omega_{вых1}$ ,  $I\omega_{вых2}$ ,  $I\omega_{вых3}$  и т. д., а из точек пересечения характеристик управляющего устройства и нагрузки (точки 1, 2, 3 и т. д.) на ось абсцисс опустить перпендикуляры, точки пересечения которых с соответствующими прямыми будут являться точками искомой статической характеристики элемента  $X_{вых} = \psi(I\omega_{вых})$ .

Взаимное расположение характеристик управляющего устройства и нагрузки для релейной статической характеристики эле-

мента приведено на рис. 18. Точки пересечения характеристик (точки 1, 2, 3 и т. д.) в рабочем интервале изменения выходной координаты ( $X_{вых\min} < X_{вых} < X_{вых\max}$ ) являются точками неустойчивого равновесия; в этом нетрудно убедиться на основе рассуждений, аналогичных вышеприведенным.

При значении  $I\omega_{вх} < I\omega_{сраб}$  подвижные части будут оставаться неподвижными, так как  $F_m > F_T$ . При величине  $I\omega_{вх} \geq I\omega_{сраб}$

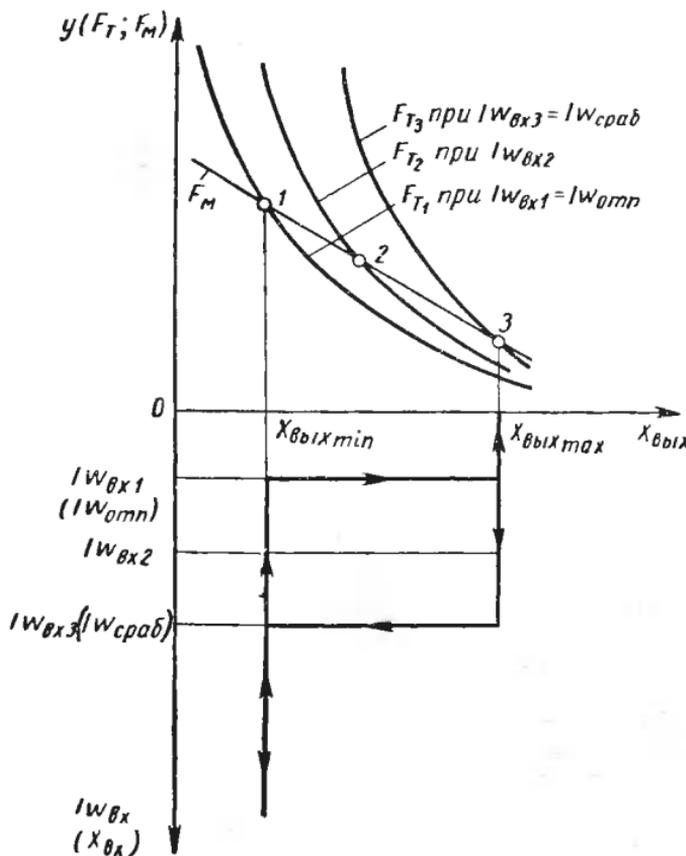


Рис. 18. Согласование тяговых и механической характеристик для получения релейной статической характеристики

подвижные части будут беспрепятственно перемещаться, пока не займут положения, соответствующего значению  $X_{вых\min}$ . Это положение обычно обеспечивают либо постановкой упора, либо неподвижного контакта.

При последующем уменьшении  $I\omega_{вх}$  будет происходить отпущение релейного элемента, причем  $I\omega_{0mn} < I\omega_{сраб}$ .

Условия получения релейной характеристики можно сформулировать следующим образом:

1) тяговая характеристика, соответствующая параметру срабатывания (характеристика  $F_{T3}$ ), должна лежать выше механиче-

ской характеристике характеристики во всей рабочей области перемещений, за исключением начальной точки (точка  $X_{вбл, \max}$ );

2) тяговая характеристика, соответствующая параметру отпущения (характеристика  $F_{T1}$ ), должна лежать ниже механической характеристике во всей рабочей области перемещений, за исключением конечной точки (точка  $X_{вбл, \min}$ ) (рис. 18).

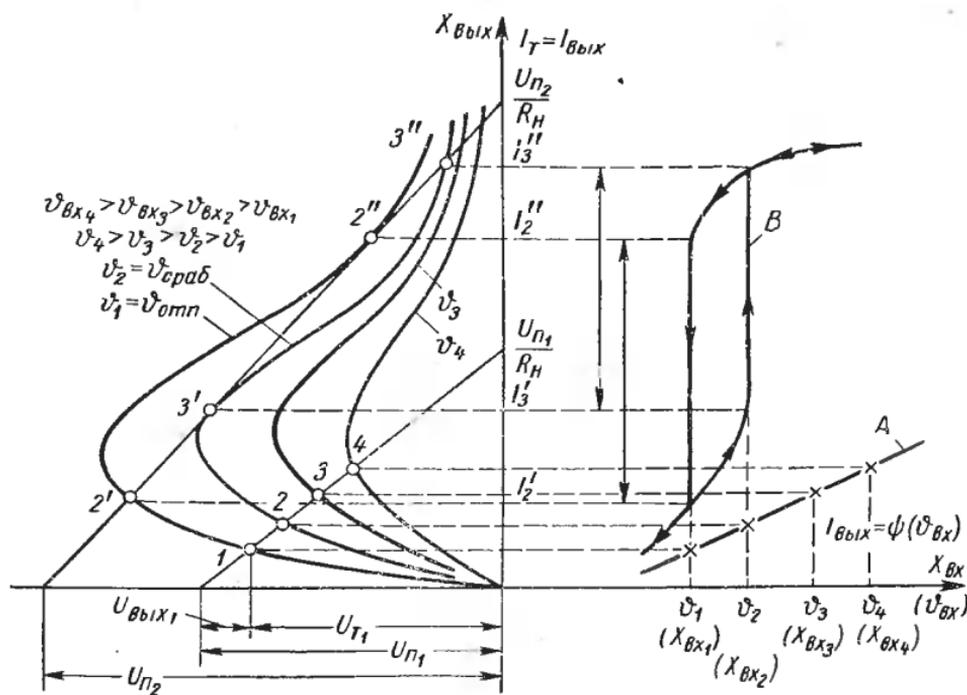


Рис. 19. Согласование характеристик управляющего устройства (терморезистора) и нагрузки — А — полученная непрерывная статическая характеристика; В — полученная релейная статическая характеристика

Следует отметить, что согласование характеристик может осуществляться как за счет изменения характеристик управляющего устройства, так и за счет изменения характеристик нагрузки.

В активных элементах на согласование характеристик будут оказывать влияние также параметры источника вспомогательной энергии.

Например, когда в качестве управляющего устройства используется терморезистор, семейство вольт-амперных характеристик которого приведено на рис. 19, то для нереверсивной конструктивной схемы (рис. 3, б) при различных значениях напряжения источника питания ( $U_{n1}$  и  $U_{n2}$ ) будут иметь место две нагрузочные характеристики при одинаковых сопротивлениях нагрузки  $R_H$ .

Параметром управляющего устройства здесь служит напряжение на терморезисторе  $U_T$ , входной координатой  $X_{вх}$  является

температура окружающей среды  $\vartheta_{вх}$  и выходная величина представляет собой ток  $I_{вых}$  в цепи, который протекает через нагрузку и терморезистор, включенные последовательно, т. е. характеристика управляющего устройства  $Y = f(X_{вых}, X_{вх})$  представляет собой зависимость  $U_T = f(I_{вых}, \vartheta_{вх})$ .

В диапазоне температур от  $\vartheta_{вх_{\min}}$  до  $\vartheta_{вх_{\max}}$  при  $U_{n_1}$  элемент будет иметь непрерывную характеристику (рис. 19, кривая А): точки пересечения 1, 2, 3 — точки устойчивого равновесия, а при  $U_{n_2}$  будет иметь релейную характеристику с температурой срабатывания, равной  $\vartheta_2$ , и температурой отпускания, равной  $\vartheta_1$  (рис. 19, кривая В).

## ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕМЕНТОВ

### 1. ПОНЯТИЕ О ПЕРЕХОДНОЙ ФУНКЦИИ И ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИКАХ ЭЛЕМЕНТОВ

Рассмотренные выше статические характеристики позволяют судить только об установившихся режимах элементов. Однако, как известно, элементы автоматики практически все время работают в переходных режимах, и поэтому необходимо знать их динамические свойства.

Связь между входной и выходной величинами в переходном режиме устанавливается дифференциальными уравнениями, которые составляются на основании законов физики. Дифференциальные уравнения часто (а при строгом рассмотрении процессов всегда) оказываются нелинейными. Однако во многих случаях, подобно статическим характеристикам, эти уравнения элементов удается линеаризировать, т. е. свести нелинейные дифференциальные уравнения к линейным дифференциальным уравнениям, приближенно отображающим переходный процесс для сравнительно небольших отклонений входной величины. При этом оказывается, что, несмотря на огромное конструктивное разнообразие линеаризируемых элементов, процессы во многих из них при определенных допущениях описываются одинаковыми линейными дифференциальными уравнениями.

Динамические свойства элементов можно наглядно проследить по графикам переходного процесса, возникающего при скачкообразном изменении входной величины и нулевых начальных условиях. Для линейного элемента общий характер переходного процесса не зависит от величины скачка на входе, если эта величина не нарушает линейного характера самого элемента. Поэтому для удобства сопоставления динамических свойств различных элементов любое скачкообразное изменение входной величины принимают за условную единицу. Если при этом началь-

ные условия нулевые, то соответствующее воздействие на входе называют *единичным* (или *единичной функцией*) (рис. 20, а).

Простейшим примером единичного воздействия является подключение к источнику постоянного тока пассивной электрической цепи (скачкообразное изменение) при отсутствии напряжений на емкостях и токов в индуктивностях (нулевые начальные условия). Функция, определяющая изменение выходной величины во времени при единичном воздействии на входе, называется *переходной функцией* (рис. 20, б).

Следовательно, для получения переходной функции необходимо решить дифференциальное уравнение (классическим или

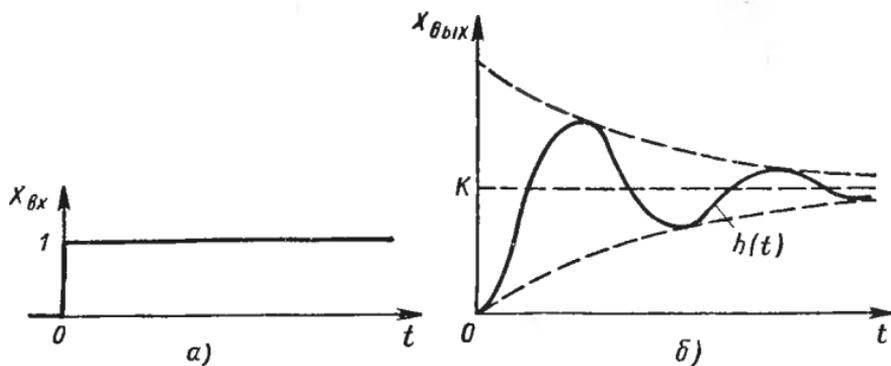


Рис. 20. К определению динамических характеристик:

а — график единичного воздействия на входе; б — график переходной функции

операторным методом), положив начальные условия нулевыми и приняв скачкообразное изменение входной величины равным единице.

При исследовании систем автоматического регулирования в целом описание динамических свойств отдельных элементов целесообразно осуществлять, используя понятия передаточной функции и частотных характеристик элементов. Эти понятия тесно связаны с дифференциальными уравнениями.

Если известно дифференциальное уравнение для переходного процесса элемента, то без труда можно определить его передаточную функцию, которая в той же степени характеризует его динамические свойства, что и уравнение. *Передаточной функцией*  $W(p)$  называется отношение операторного изображения выходной величины к операторному изображению входной величины (при нулевых начальных условиях).

Если, например, дифференциальное уравнение имеет вид

$$\begin{aligned} a_n X_{вых}^{(n)} + \dots + a_i X_{вых}^{(i)} + \dots + a_1 \dot{X}_{вых} + a_0 X_{вых} &= \\ = b_0 X_{вх} + b_1 \dot{X}_{вх} + \dots + b_i X_{вх}^{(i)} + \dots + b_n X_{вх}^{(n)}, \end{aligned} \quad (9)$$

то, переходя к операторной форме записи при нулевых начальных условиях, получим

$$\begin{aligned} & (a_n p^n + \dots + a_i p^i + \dots + a_1 p + a_0) X_{вых}(p) = \\ & = (b_n p^n + \dots + b_i p^i + \dots + b_1 p + b_0) X_{вх}(p). \end{aligned}$$

Отсюда согласно определению передаточная функция будет иметь следующий вид:

$$W(p) = \frac{X_{вых}(p)}{X_{вх}(p)} = \frac{b_n p^n + \dots + b_i p^i + \dots + b_1 p + b_0}{a_n p^n + \dots + a_i p^i + \dots + a_1 p + a_0} = \frac{Q(p)}{P(p)}, \quad (10)$$

где

$$P(p) = a_n p^n + \dots + a_i p^i + \dots + a_1 p + a_0;$$

$$Q(p) = b_n p^n + \dots + b_i p^i + \dots + b_1 p + b_0,$$

и свойства элемента будут оцениваться по значениям коэффициентов  $a_i$  и  $b_i$ .

При  $p = 0$  передаточная функция превращается в передаточный коэффициент (коэффициент усиления)

$$K = W(0) = \frac{b_0}{a_0}.$$

В дальнейшем передаточные функции будут использованы при представлении элементов звеньями, при соединении звеньев между собой, а также для определения частотных характеристик элементов.

При оценке динамических свойств элементов с помощью частотных характеристик в качестве возмущающего входного воздействия используется гармоническая (синусоидальная) функция времени.

Эта функция берется в вещественной

$$X_{вх}(t) = X_{вхm} \sin(\omega t + \varphi_{вх})$$

или в комплексной форме

$$X_{вх}(t) = X_{вхm} e^{j(\omega t + \varphi_{вх})},$$

где  $\omega$  — круговая частота колебаний.

Если входная величина линейного звена меняется по гармоническому закону, то в принужденном режиме (после затухания свободных составляющих переходного процесса) устанавливается определенное соотношение между выходными и входными колебаниями. Для линейного элемента выходные колебания будут также гармоническими:

$$X_{вых} = X_{выхm} \sin(\omega t + \varphi_{вых}),$$

причем указанное соотношение не зависит от величины входных воздействий и будет определяться только частотой колебаний.

При этом различают следующие виды частотных характеристик:

*амплитудная* (или амплитудно-частотная) характеристика представляет собой зависимость отношения амплитуды колебаний на выходе элемента к амплитуде колебаний на входе от частоты подаваемых на вход гармонических колебаний  $A(\omega) = \frac{X_{\text{вых } t}}{X_{\text{вх } t}}(\omega)$ ; при этом имеются в виду принужденные режимы, получающиеся при каждом значении частоты;

*фазовая* (или фазо-частотная) характеристика представляет собой зависимость сдвига фаз колебаний на выходе относительно входных колебаний (при тех же условиях), т. е.  $\varphi(\omega) = \varphi_{\text{вых}}(\omega) - \varphi_{\text{вх}}(\omega)$ ;

*амплитудно-фазовая характеристика* объединяет обе предыдущие характеристики и аналитически представляется в комплексной форме, причем модуль этого выражения характеризует соотношение амплитуд, а аргумент — сдвиг фаз при данной частоте:

$$W(j\omega) = A(\omega) e^{j\varphi(\omega)}. \quad (11)$$

Аналитическое выражение амплитудно-фазовой характеристики  $W(j\omega)$  получается путем подстановки  $p = j\omega$  в выражение передаточной функции элемента  $W(p)$ .

Так, для передаточной функции [см. выражение (10)] имеем

$$W(j\omega) = \frac{Q(j\omega)}{P(j\omega)} = \frac{b_n(j\omega)^n + \dots + b_l(j\omega)^l + \dots + b_1j\omega + b_0}{a_n(j\omega)^n + \dots + a_l(j\omega)^l + \dots + a_1j\omega + a_0}. \quad (12)$$

Так как  $W(j\omega)$  — дробно-рациональная функция, то ее модуль равен отношению модулей числителя и знаменателя, а аргумент равен разности аргументов числителя и знаменателя. Поэтому из выражения (12) получаем

$$A(\omega) = \frac{|Q(j\omega)|}{|P(j\omega)|} = \frac{\sqrt{(b_0 - b_2\omega^2 + b_4\omega^4 - \dots)^2 + (b_1\omega - b_3\omega^3 + b_5\omega^5 - \dots)^2}}{\sqrt{(a_0 - a_2\omega^2 + a_4\omega^4 - \dots)^2 + (a_1\omega - a_3\omega^3 + a_5\omega^5 - \dots)^2}} \quad (13)$$

$$\varphi(\omega) = \arg Q(j\omega) - \arg P(j\omega) = \arctg \frac{b_1\omega - b_3\omega^3 + \dots}{b_0 - b_2\omega^2 + \dots} - \arctg \frac{a_1\omega - a_3\omega^3 + \dots}{a_0 - a_2\omega^2 + \dots}. \quad (14)$$

Амплитудно-фазовая характеристика представляет собой кривую (годограф), которую описывает конец вектора  $W(j\omega)$  при изменении частоты от 0 до  $\infty$ . Годограф строится на плоскости

комплексного переменного, причем каждой точке характеристики соответствует определенная частота. Поэтому вектор, проведенный из начала координат в какую-либо точку, характеризует соотношение амплитуд и сдвиг фаз при частоте, соответствующей этой точке.

Для примера на рис. 21 показан один из видов амплитудно-фазовой характеристики.

Наибольшее значение амплитуды выходных колебаний (если полагать амплитуду входных колебаний неизменной) соответствует нулевой частоте. С увеличением частоты сказываются инерционные свойства элемента

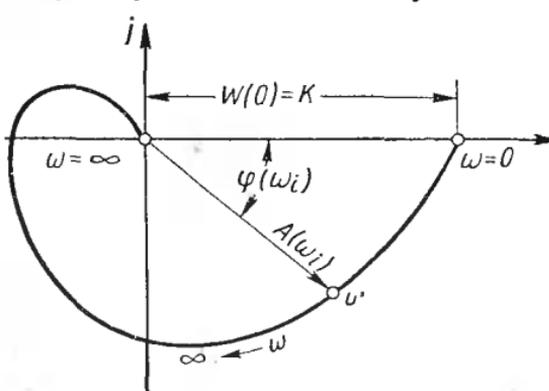


Рис. 21. Амплитудно-фазовая характеристика

и амплитуда выходных колебаний уменьшается, а их отставание по фазе возрастает.

Область частот, за пределами которой амплитуда выходных колебаний становится достаточно малой, называется *полосой пропускания*.

Полоса пропускания для многих элементов занимает область частот от нулевой до некоторой (условной) максимальной частоты  $\omega_n$ .

Поэтому полосу пропускания часто характеризуют просто верхней границей пропускаемых частот  $\omega_n$ , подразумевая, что в этом случае нижней границей является нулевая частота.

При использовании частотных характеристик часто пользуются логарифмической амплитудной характеристикой (ЛАХ)  $L(\omega)$ , которая получается из выражения  $L(\omega) = 20 \lg A(\omega)$ ; единицей ее измерения служит децибел (т. е. передаточный коэффициент, определяемый как  $20 \lg K$ , выражен в децибелах). Характеристика  $L(\omega)$  строится в логарифмическом масштабе частот. При этом увеличение частоты вдвое называется увеличением частоты на октаву, а увеличение в десять раз — увеличением на декаду.

Применение логарифмических характеристик удобно при рассмотрении нескольких элементов в соединении.

## 2. ТИПОВЫЕ ЗВЕНЬЯ

Линейный элемент любой сложности может быть сведен к одному из типовых звеньев или их комбинации и, наоборот, комбинация из нескольких конструктивных элементов может быть замещена одним звеном. Представление элементов звеньями основано на идентичности линейных дифференциальных уравнений (передаточных функций), которыми при определенных допущениях

описываются процессы в различных конструктивных элементах. При этом под типовым линейным звеном понимают такое устройство, переходный процесс в котором описывается обыкновенным дифференциальным уравнением не выше второго порядка. Такой подход не только облегчает выявление динамических свойств отдельных элементов, но и упрощает исследование автоматического устройства в целом.

Представление элементов звеньями следует осуществлять с учетом того, что звенья должны обладать направленным (детектирующим) действием, т. е. последующее звено не должно оказывать обратного действия на предыдущее. Дифференциальные уравнения направленных звеньев могут составляться вне связи с работой других звеньев. Выходная величина данного звена определяется его входной величиной, но входная величина никак не зависит от изменений выходной.

Направленное действие можно получить в двух случаях: либо мощность предшествующего звена должна быть значительно больше мощности, потребляемой на входе последующего звена (т. е. предшествующее звено должно работать в режиме, близком к режиму холостого хода); либо влияние нагрузки должно быть тем или иным способом скомпенсировано. На структурной схеме детектирующий характер звеньев и элементов отмечается стрелками, указывающими направление прохождения сигнала (см. рис. 2). Следует иметь в виду, что один и тот же элемент может относиться к различным типовым звеньям в зависимости от того, какие физические величины приняты за входную и выходную величины (например, входное и выходное напряжения или входное напряжение и выходной ток).

Различают следующие линейные типовые звенья: апериодическое, колебательное, пропорциональное, интегрирующее, дифференцирующее.

*Апериодическим* называют звено, в котором при единичном воздействии на входе выходная величина апериодически (по закону экспоненты) стремится к новому установившемуся значению. В литературе апериодическое звено иногда называют инерционным и одноемкостным, но эти названия применять не рекомендуется.

Передаточная функция апериодического звена имеет вид

$$W(p) = \frac{K}{Tp + 1}, \quad (15)$$

где  $K$  — передаточный коэффициент;  
 $T$  — постоянная времени.

Примером апериодического звена может служить электрическая цепь, показанная на рис. 22 (простейший фильтр низких частот), если входной величиной считать напряжение  $U_{вх}$ , подаваемое на левые зажимы, а выходной — напряжение на емкости  $U_{вых}$ .

Если принять, что сопротивление нагрузки во много раз больше входного сопротивления цепи со стороны выхода, и считать мощность источника входного напряжения  $U_{вх}$  равной бесконечности, то при линейных  $r$  и  $C$  можно рассматривать эту цепь как линейный элемент направленного действия. Согласно второму закону Кирхгофа можно написать

$$ri + U_{вблх} = U_{вх},$$

$$\text{где } i = C \frac{dU_{вблх}}{dt}.$$

Рис. 22. Электрическая схема, соответствующая апериодическому звену

Отсюда

$$T \frac{dU_{вблх}}{dt} + U_{вблх} = U_{вх},$$

где  $T = rC$  — постоянная времени, характеризующая скорость протекания апериодического экспоненциального переходного процесса, т. е. степень инерционности данной цепи.

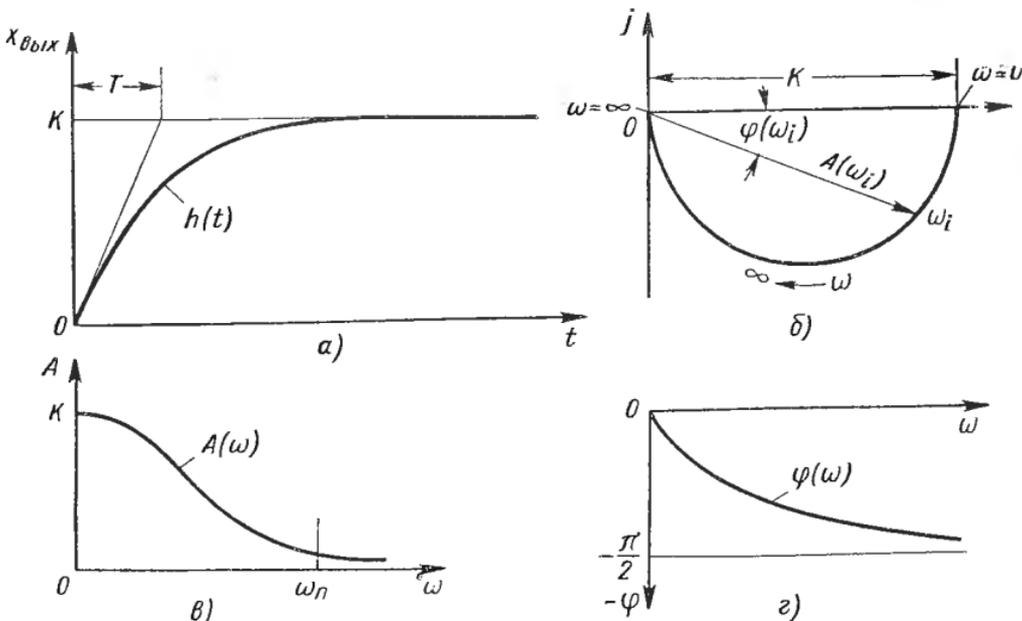


Рис. 23. Динамические характеристики апериодического звена:

$a$  — переходная функция;  $b, в, г$  — частотные характеристики: амплитудно-фазовая, амплитудная, фазовая

После перехода к операторной форме записи получим

$$TpU_{вблх} + U_{вблх} = U_{вх} \text{ и } W(p) = \frac{1}{Tp + 1}.$$

Следовательно, эту цепь можно считать апериодическим звеном.

В рассмотренном примере значении коэффициента передачи  $K$  равно единице, так как в установившемся режиме конденсатор заряжается до полного значения входного напряжения.

График переходного процесса для апериодического звена, показанный на рис. 23, а, может быть построен на основании решения дифференциального уравнения, которое, как известно, имеет следующий вид:

$$h(t) = X_{\text{вых}}(t) = K \left( 1 - e^{-\frac{t}{T}} \right).$$

Амплитудно-фазовая характеристика апериодического звена на основании выражений (11)—(15) запишется в следующем виде:

$$W(j\omega) = \frac{K}{\sqrt{1 + (\omega T)^2}} e^{-j \operatorname{arctg}(\omega T)}.$$

Графики частотных характеристик, построенные в соответствии с этим выражением, приведены на рис. 23, б, в и г.

*Колебательным* называют звено, в котором при единичном воздействии на входе выходная величина стремится к новому установившемуся значению, совершая относительно него затухающие колебания (рис. 20, б). Передаточная функция такого звена

$$W(p) = \frac{K}{T_1^2 p^2 + T_2 p + 1}$$

Отсюда амплитудно-фазовая характеристика

$$W(j\omega) = \frac{K}{T_1^2 (j\omega)^2 + T_2 (j\omega) + 1}$$

или с учетом обозначений

$$T_1 = \frac{1}{\omega_0}; \quad T_2 = 2\xi \frac{1}{\omega_0},$$

где  $\omega_0$  — частота собственных колебаний;  
 $\xi$  — коэффициент затухания;

$$W(j\omega) = \frac{K\omega_0^2}{\omega_0^2 - \omega^2 + j2\xi\omega_0\omega}$$

и в показательной форме

$$W(j\omega) = \frac{K\omega_0^2}{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + 4\xi^2\omega_0^2\omega^2}} e^{-j \operatorname{arctg} \frac{2\xi\omega_0\omega}{\omega_0^2 - \omega^2}}.$$

На рис. 24 показаны графики частотных характеристик колебательного звена. При этом амплитуда выходных колебаний

колебательного звена в отличие от характеристики аperiodического звена не падает монотонно, а вследствие резонансных явлений может даже стать большей, чем при нулевой частоте. Максимум кривой  $A(\omega)$  соответствует резонансной частоте  $\omega_r = \omega_0 \sqrt{1 - 2\xi^2}$ . Примером колебательного звена может служить

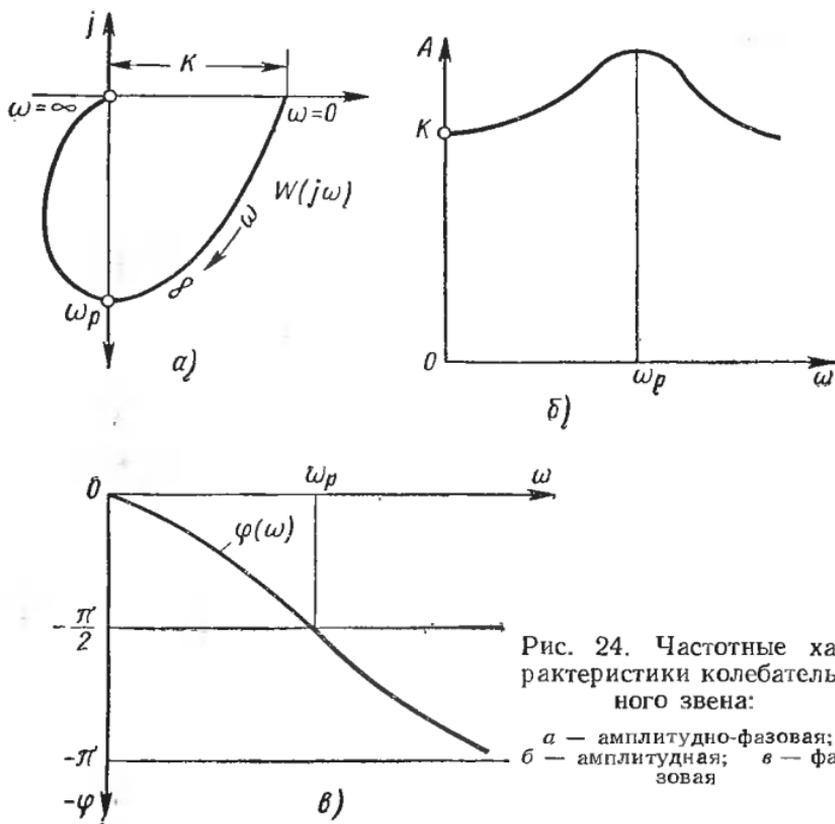


Рис. 24. Частотные характеристики колебательного звена:

а — амплитудно-фазовая;  
 б — амплитудная; в — фазовая

известный из электротехники  $L, R, C$  контур. При этом  $T_1 = \sqrt{LC}$  и  $T_2 = RC$ .

Пропорциональным называют звено, в котором в любой момент времени выходная величина пропорциональна входной. Иногда пропорциональное звено называют безынерционным или усилительным.

Для пропорционального звена  $W(p) = W(j\omega) = A(\omega) = K$  и  $\varphi(\omega) = 0$ , т. е. амплитуда входного сигнала на всех частотах усиливается одинаково без фазового сдвига.

Примерами пропорционального звена могут служить электрические схемы, состоящие из одних только активных сопротивлений, редуктор и т. п. При этом всегда следует помнить, что инерционность является неотъемлемым свойством материи, т. е. всякий реальный элемент в той или иной степени инерционен. Поэтому замещение элемента пропорциональным звеном выпол-

няют при сравнении его с другими элементами данной системы, когда его инерционностью можно пренебречь по сравнению с инерционностью других элементов.

*Интегрирующим* называют звено, в котором выходная величина пропорциональна интегралу по времени от входной, т. е. скорость изменения выходной величины пропорциональна входной величине.

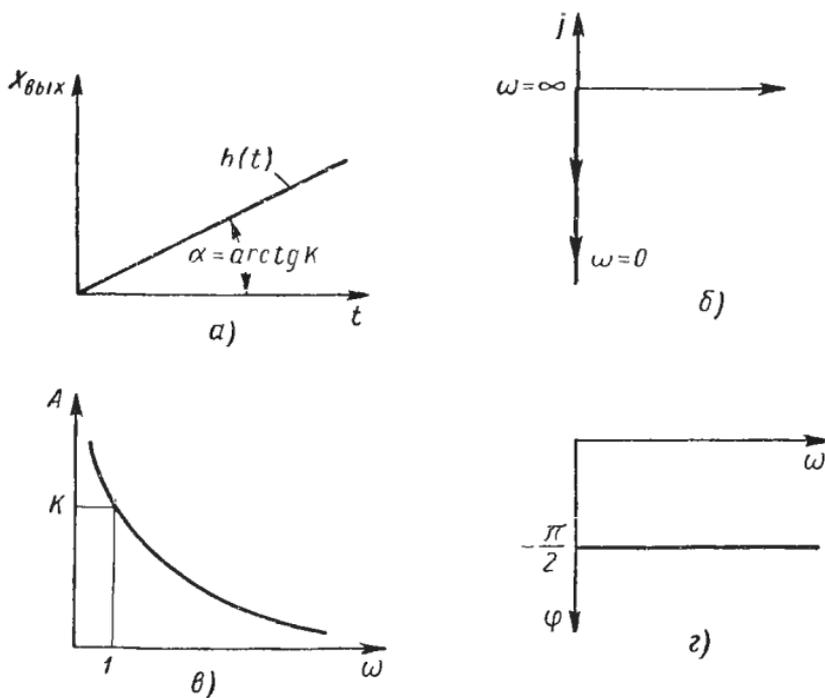


Рис. 25. Динамические характеристики интегрирующего звена: а — переходная функция; б, в, г — частотные характеристики: амплитудно-фазовая, амплитудная и фазовая

В соответствии с определением при  $X_{ex} = 1$

$$h(t) = K \int_0^t X_{ex} dt = Kt$$

и передаточная функция  $W(p) = \frac{K}{p}$ .

Тогда

$$W(j\omega) = \frac{K}{\omega} e^{-j \frac{\pi}{2}}$$

На основании этих выражений график переходной функции представляет собой прямую, проходящую через начало координат под углом  $\alpha = \text{arctg } K$  (рис. 25, а); годограф — отрицательную мнимую полуось (рис. 25, б); амплитудная характеристика —

гиперболу (рис. 25, в) и фазовая характеристика  $\varphi(\omega) = -\frac{\pi}{2}$  — постоянную величину.

Иногда интегрирующим звеном замещают электродвигатель постоянного тока с независимым возбуждением, полагая входной величиной напряжение на якоре, а выходной — угол поворота вала. При этом пренебрегают механической инерционностью якоря и индуктивностью его обмоток.

*Дифференцирующим* называют звено, в котором выходная величина пропорциональна производной по времени от входной, т. е. выходная величина пропорциональна скорости изменения входной<sup>1</sup>.

Согласно определению

$$W(p) = Kp$$

и

$$W(j\omega) = K\omega e^{i\frac{\pi}{2}}.$$

Звено с данной передаточной функцией называется идеальным, так как практически реализовать подобные звенья в пассивных схемах не удастся (см. гл. XI).

Для идеального звена переходная функция  $h(t)$  должна представлять собой мгновенный бесконечно узкий импульс бесконечно большой амплитуды, так как вследствие скачкообразного изменения входной величины ее производная должна быть равна бесконечности. Годограф представляет собой положительную мнимую полуось, амплитуда выходных колебаний пропорциональна частоте, а сдвиг по фазе постоянен и равен  $\frac{\pi}{2}$ .

Распространенным примером реального дифференцирующего звена является простейший фильтр высоких частот (рис. 26), для которого на основании второго закона Кирхгофа имеем

$$U_{\text{вых}} + \frac{1}{T} \int_0^t U_{\text{вых}} dt = U_{\text{вх}},$$

где  $T = rC$  или после дифференцирования и перехода к операторной форме

$$TpU_{\text{вых}} + U_{\text{вых}} = TpU_{\text{вх}},$$

а передаточная функция

$$W(p) = \frac{Tp}{Tp + 1}.$$

<sup>1</sup> Различают также дифференцирующие звенья второго порядка, в которых выходная величина пропорциональна второй производной от входной

В общем случае значение коэффициента  $K$  не равно единице и, следовательно,

$$W(p) = \frac{KTp}{Tp + 1}.$$

Это выражение можно представить в виде произведения

$$W(p) = \frac{K_1}{Tp + 1} K_2 p,$$

где  $K_1 K_2 = KT$ .

Как будет показано в п. 3 настоящей главы, это означает, что реальное дифференцирующее звено может быть представлено

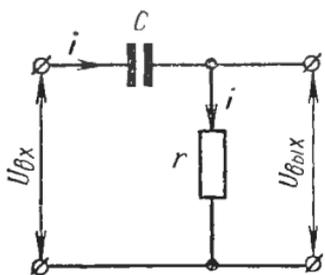


Рис. 26. Электрическая схема, соответствующая дифференцирующему звену

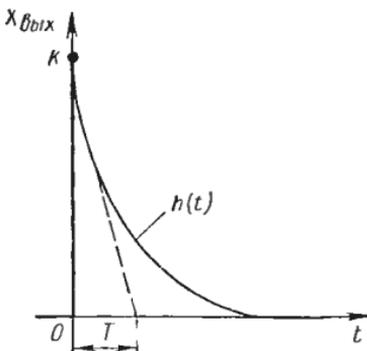


Рис. 27. График переходной функции дифференцирующего (реального) звена

в виде двух последовательно включенных звеньев — апериодического с передаточной функцией

$$W_1(p) = \frac{K_1}{Tp + 1}$$

и идеального дифференцирующего с передаточной функцией вида

$$W_2(p) = K_2 p.$$

Сказанное означает, что переходная функция реального дифференцирующего звена будет иметь вид продифференцированной переходной функции апериодического звена, т. е. будет представлять собой экспоненту  $h(t) = Ke^{-t/T}$  (рис. 27).

Существенно нелинейные, т. е. не поддающиеся линеаризации звенья, отличаются очень большим разнообразием. Их систематизация основана пока на видах нелинейности их статических характеристик, в то время как нелинейность может иногда проявляться только в динамическом режиме (например, фактическое непостоянство постоянных времени). Типизируемые нелинейные звенья также должны обладать направленным действием. Весьма распространенным видом существенно нелинейного звена является релейное звено.

У релейного звена характер переходного процесса зависит от величины входного воздействия. Поэтому переходная функция для релейного (как и для любого существенно нелинейного) звена не может служить для полной оценки динамических свойств последнего.

Вместо рассмотрения соответствующих дифференциальных уравнений очень часто релейное звено оценивается в первом приближении по виду и параметрам его статической характеристики (см. гл. II) и по двум дополнительным динамическим параметрам: времени срабатывания и времени отпускания. Скачкообразное изменение выходной величины (см. рис. 5) всегда занимает некоторый конечный промежуток времени.

*Временем срабатывания* реле называется промежуток времени от момента подачи на вход величины, равной или превышающей значение величины срабатывания, до момента установления нового значения выходной величины. *Временем отпускания* называется промежуток времени от момента уменьшения входной величины до значения, равного или меньшего значения величины отпускания, до момента установления нового значения выходной величины.

Время срабатывания и время отпускания зависят от величины и характера входного воздействия.

В общем случае время срабатывания и время отпускания не равны друг другу. Однако для дальнейшего упрощения оценки релейного звена их иногда полагают равными и называют в этом случае временем запаздывания. Время запаздывания обычно относят к какому-нибудь определенному внешнему воздействию и условно полагают его неизменным. На основании этого динамическое релейное звено представляют в виде двух последовательно соединенных звеньев безынерционного релейного звена и звена с постоянным запаздыванием.

Звеном с постоянным (или «транспортным») запаздыванием называют звено, в котором выходная величина воспроизводит изменения входной величины без искажений, но с некоторым постоянным временем запаздывания  $t_0$ .

В соответствии с определением уравнение звена с постоянным запаздыванием будет иметь вид

$$X_{вых} = (t - t_0) X_{вх},$$

что на основании теоремы запаздывания соответствует операторному изображению

$$X_{вых} = X_{вх} e^{-pt_0}.$$

Отсюда получаем выражение передаточной функции звена с постоянным запаздыванием

$$W(p) = e^{-pt_0}.$$

### 3. СОЕДИНЕНИЕ ЗВЕНЬЕВ

Отдельные элементы и их группы, а следовательно, и системы автоматического регулирования в целом могут быть представлены в виде соответствующих комбинаций детектирующих звеньев, например последовательного, параллельного соединения и т. д.

При последовательном соединении звеньев выходная величина предыдущего звена поступает на вход последующего (рис. 28, а).

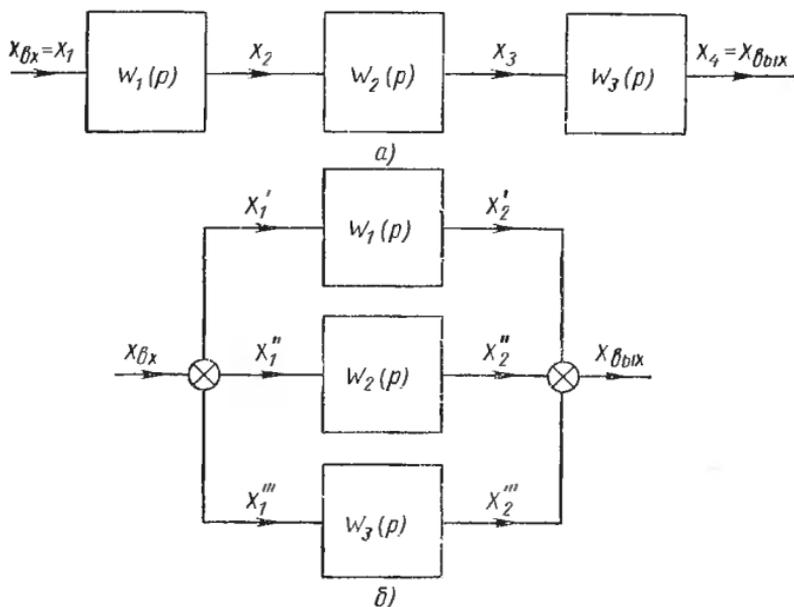


Рис. 28. Соединение детектирующих звеньев:

а — последовательное; б — параллельное (согласное)

Дифференциальные уравнения отдельных звеньев имеют вид

$$X_2 = W_1(p) X_1;$$

$$X_3 = W_2(p) X_2;$$

$$X_4 = W_3(p) X_3.$$

Исключив все промежуточные переменные величины, получим

$$X_4 = W_3(p) W_2(p) W_1(p) X_1$$

или

$$X_{вых} = W_3(p) X_{вх},$$

где  $W_3(p) = W_1(p) W_2(p) W_3(p)$  — передаточная функция эквивалентного звена.

Обобщая полученный результат на любое число звеньев, получим

$$W_3(p) = \prod_{k=1}^n W_k(p), \quad (16)$$

т. е. передаточная функция участка из последовательно соединенных звеньев равна произведению передаточных функций отдельных звеньев.

Под параллельным (согласным) соединением звеньев понимается такое их параллельное соединение (рис. 28, б), когда направление передачи сигналов во всех звеньях совпадает (прямая связь). При этом предполагается, что на входе всех звеньев действует одна и та же величина

$$X_{вх} = X_1' = X_1'' = X_1''' \quad (17)$$

а выходные величины складываются (алгебраически), т. е.

$$X_{вых} = X_2' + X_2'' + X_2''' \quad (18)$$

Такое соединение соответствует, например, параллельному включению первичных (входных) обмоток двух трансформаторов и последовательному соединению их вторичных (выходных) обмоток.

Дифференциальные уравнения отдельных звеньев имеют вид

$$X_2' = W_1(p) X_1';$$

$$X_2'' = W_2(p) X_1'';$$

$$X_2''' = W_3(p) X_1'''.$$

Складывая эти уравнения почленно и учитывая соотношения (17) и (18), получим

$$X_{вых} = W_3(p) X_{вх},$$

где  $W_3(p) = W_1(p) + W_2(p) + W_3(p)$  — передаточная функция эквивалентного звена.

Обобщая результат на любое число звеньев, будем иметь

$$W_3(p) = \sum_{k=1}^n W_k(p), \quad (19)$$

т. е. передаточная функция участка из параллельно соединенных звеньев равна алгебраической сумме передаточных функций отдельных звеньев.

Под обратной связью понимают параллельное соединение двух звеньев, при котором направление передачи сигналов не совпадает (рис. 29). При этом выходная величина основного звена  $W(p)$  с его выхода подается через звено в цепи обратной связи  $W_{oc}(p)$  опять на вход основного звена.

Если до введения обратной связи уравнение основного звена имело вид

$$X_{вых} = W(p) X_{вх},$$

то после введения обратной связи входной и выходной величинами эквивалентного звена определяется выражением

$$X_{\text{вых}} = W(p) (X_{\text{вх}} \pm X_{\text{ос}}),$$

где

$$X_{\text{ос}} = W_{\text{ос}}(p) X_{\text{вых}},$$

так как для звена в цепи обратной связи входной величиной является величина  $X_{\text{вых}}$ . Здесь знак плюс соответствует случаю положительной обратной связи, а знак минус — отрицательной.

Исключая промежуточную величину  $X_{\text{ос}}$  и перенося влево все члены, имеющие сомножитель  $X_{\text{вых}}$ , получим

$$[1 \mp W_{\text{ос}}(p) W(p)] X_{\text{вых}} = W(p) X_{\text{вх}},$$

откуда передаточная функция эквивалентного звена будет

$$W_{\text{э}}(p) = \frac{W(p)}{1 \mp W_{\text{ос}}(p) W(p)}. \quad (20)$$

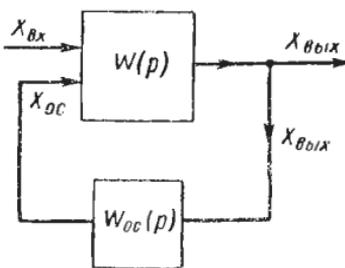


Рис. 29. Обратная связь

Здесь знак плюс соответствует отрицательной обратной связи, а знак минус — положительной.

Как уже отмечалось в гл. I, обратная связь очень широко применяется для изменения различных свойств элементов автоматики. Характер этих изменений зависит от конкретных типов звеньев и может быть очень различным. Рассмотрим примеры влияния обратной связи на характеристики основного звена.

Если аperiodическое звено охвачено жесткой обратной связью, то

$$W(p) = \frac{K}{Tp + 1}, \quad W_{\text{ос}}(p) = K_{\text{ос}};$$

применяя выражение (20), для положительной обратной связи получаем

$$W_{\text{э}}(p) = \frac{\frac{K}{1 - K_{\text{ос}}K}}{\frac{T}{1 - K_{\text{ос}}K} p + 1}.$$

Эквивалентное звено сохранило структуру передаточной функции аperiodического звена, а следовательно, и его динамические свойства. Изменились лишь величины коэффициента передачи и постоянной времени

$$K_{\text{э}} = \frac{K}{1 - K_{\text{ос}}K}; \quad (21)$$

$$T_{\text{э}} = \frac{T}{1 - K_{\text{ос}}K}. \quad (22)$$

При положительной обратной связи увеличивается коэффициент передачи, но одновременно увеличивается и постоянная времени — элемент становится менее быстродействующим.

В случае достаточно сильной (или «глубокой») обратной связи уже при значении

$$K_{oc}K = 1$$

величина коэффициента передачи эквивалентного звена формально становится равной бесконечности, так как знаменатель выражения (21) равен при этом нулю. Это означает, что и установившееся значение выходной величины должно стать равным бесконечности. В действительности в этом режиме проявляются нелинейные свойства элемента и выходная величина принимает некоторое установившееся значение, определяемое характером нелинейности данного конкретного элемента. Выражение (21), полученное для линейных звеньев, становится уже неприменимым.

Таким образом, достаточно сильная обратная связь может превратить линейное апериодическое звено в нелинейное звено релейного действия<sup>1</sup>.

Для отрицательной обратной связи

$$K_э = \frac{K}{1 + K_{oc}K}, \quad (23)$$

$$T_э = \frac{T}{1 + K_{oc}K}, \quad (24)$$

т. е. уменьшаются как передаточный коэффициент, так и постоянная времени.

Уменьшение постоянной времени происходит потому, что вследствие замедления в передаче сигнала со входа апериодического звена на его выход в первые моменты подачи сигнала на входе апериодического звена действует основной входной сигнал  $X_{вх}$  мало ослабленный сигналом обратной связи  $X_{oc}$ .

Быстродействие элементов автоматики, как уже отмечалось, является настолько важным для качественной работы систем автоматического регулирования, что, несмотря на снижение коэффициента усиления, отрицательная обратная связь применяется очень часто.

Отрицательная обратная связь применяется также и потому, что, изменяя параметры звена, она делает их более стабильными по отношению к изменениям температуры, питающих напряжений, к воздействиям ускорений и т. п. Действительно, если

$$K \gg 1,$$

<sup>1</sup> Соотношение  $K_{oc}K > 1$  не вносит ничего качественно нового из-за указанного ограничения выходной величины по модулю.

то при  $K_{oc} = 1$  (а если коэффициент  $K$  достаточно велик, то и при значительно меньших коэффициентах обратной связи  $K_{oc}$ ) выражение (23) может быть приведено к виду

$$K_s = \frac{1}{\frac{1}{K} + K_{oc}} \approx \frac{1}{K_{oc}}, \quad (25)$$

т. е. передаточный коэффициент эквивалентного звена будет мало меняться даже при больших изменениях коэффициента передачи основного звена. Это объясняется тем, что любые изменения выходной величины, вызванные не изменением входного сигнала, а изменениями параметров усилителя, вызывают появление сигнала обратной связи, стремящегося уменьшить эти изменения и поддерживать прежнее соотношение между интенсивностью входного и выходного сигналов. А это и означает постоянство передаточного коэффициента.

Конечно, при этом коэффициент усиления эквивалентного звена почти целиком определяется параметрами звена в цепи обратной связи, но звено обратной связи обычно более просто в конструктивном отношении и его параметры легче сделать стабильными (см. ч. II).

Если в цепи обратной связи находится дифференцирующее звено (гибкая обратная связь), то она действует только в переходном процессе, а в установившемся режиме сигнал обратной связи (входной сигнал нулевой частоты) равен нулю. Гибкая обратная связь поэтому может менять только постоянную времени апериодического звена, а передаточный коэффициент сохраняет свою величину.

Если интегрирующее звено  $W(p) = \frac{K}{p}$  охвачено отрицательной жесткой обратной связью  $W_{oc}(p) = K_{oc}$ , то согласно выражению (20) получим

$$W_s(p) = \frac{1}{\frac{1}{K_{oc}K} p + 1}.$$

Отрицательная обратная связь превращает интегрирующее звено в апериодическое, причем

$$K_s = \frac{1}{K_{oc}}, \quad (26)$$

$$T_s = \frac{1}{K_{oc}K}. \quad (27)$$

Положительная обратная связь дает неустойчивое апериодическое звено.

# НАИБОЛЕЕ РАСПРОСТРАНЕННЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ АВТОМАТИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ

---

## Глава IV

### МЕХАНИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

#### 1. МЕХАНИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПЕРЕМЕЩЕНИЯ

К преобразователям перемещения следует отнести такие передаточные механизмы, как рычажная, зубчатая, червячная и фрикционная передачи, кулачковые механизмы и др., а также гидравлическая и пневматическая передачи.

Рычажная, зубчатая и червячная передачи очень часто входят в состав различных функциональных элементов. Самостоятельно они обычно выполняют роль преобразующих или исполнительных элементов. Как правило, для авиационных систем автоматического регулирования можно пренебречь наличием зазоров в кинематических парах, неравномерностью зацепления и другими небольшими по величине погрешностями. Поэтому три первых типа указанных передач (рычаги и редукторы) практически замещаются линейными звеньями. Кулачковые механизмы, очевидно, могут быть линеаризованы далеко не во всех случаях, так как их статические характеристики в принципе нелинейны.

Если инерционностью рассмотренных передаточных механизмов нельзя пренебречь, то ее влияние обычно удается учесть изменением параметров звена, замещающего элемент. Например, момент инерции редуктора приводится к валу двигателя и электромеханическая постоянная последнего (см. гл. VII) соответственно увеличивается. Сам же редуктор рассматривают как пропорциональное звено.

Фрикционная, гидравлическая и пневматическая передачи обычно используются в качестве управляемых передач. К управляемым передачам относятся и зубчатые муфты сцепления. Элементы, у которых роль управляющего устройства выполняет муфта, являются активными, так как их конструктивные схемы имеют источник вспомогательной энергии (см. рис. 3, б, г). Такие элементы по существу являются механическими усилителями и используются обычно в качестве исполнительных элементов.

Рассмотрим в виде примера конструктивную схему привода с фрикционной неререверсивной муфтой (рис. 30). Ведущий вал 1 приводится в движение вспомогательным двигателем 2 (чаще всего электродвигателем) и вращается с постоянной скоростью  $\omega = \text{const}$ . Ведомый вал 3 жестко связан с нагрузкой 4. Ведущий и ведомый валы соединены муфтой 5. Одна из частей муфты жестко закреплена на одном валу, другая часть (на рисунке правая) может перемещаться по шпонке вдоль другого вала.

Если включить муфту, т. е. ввести в непосредственное соприкосновение трущиеся поверхности обеих половин муфты, то при достаточной силе нажатия ведомый вал начнет вращаться с некоторой скоростью  $\omega_{\text{вых}}$ . Если для сцепленных зубчатых муфт сцепления скорость  $\omega_{\text{вых}}$  обязательно равна скорости ведущего вала, т. е. всегда имеет место релейный характер управления, то для фрикционных муфт (если момент нагрузки уменьшается с понижением скорости вращения) возможно и изменение скорости в соответствии с силой нажатия.

В рассмотренной схеме управляющий (входной) сигнал, подаваемый на муфту 5, представляет собой величину перемещения подвижной части муфты (или величину силы, с которой подвижная часть муфты прижимается к неподвижной). Ведущий вал служит лишь для передачи энергии от источника вспомогательной энергии — неуправляемого двигателя 2.

Подобное устройство, как правило, оказывается более быстродействующим, чем возможная система с управляемым двигателем и жесткой связью двигателя с нагрузкой. Это объясняется тем, что в рассмотренной схеме ротор двигателя вращается все время и потому запаздывание, связанное с инерционностью двигателя, как бы исключается.

## 2. ГИДРАВЛИЧЕСКИЕ И ПНЕВМАТИЧЕСКИЕ УСИЛИТЕЛИ

Из большого числа разного рода гидравлических усилителей наибольшее применение в автоматических устройствах находят поршневые гидравлические усилители с золотниковым управлением. Они являются усилителями мощности в форме механического движения и обычно используются в качестве исполнительных элементов — серводвигателей.

Принципиальная схема поршневого гидроусилителя с золотниковым управлением показана на рис. 31. Вспомогательной энергией здесь является энергия жидкости, нагнетаемой насосом 1

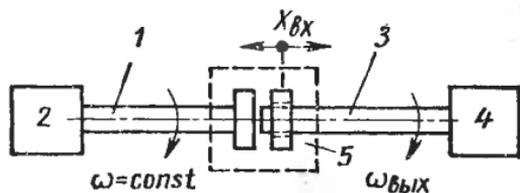


Рис. 30. Неререверсивная муфта:

1 — ведущий вал; 2 — двигатель; 3 — ведомый вал; 4 — нагрузка; 5 — муфта

и находящейся под давлением. Пределы изменения величины давления ограничиваются стабилизатором 2. В авиационных установках в качестве рабочей жидкости применяется масло или специальные жидкости с малым температурным коэффициентом вязкости.

Входной величиной усилителя служит перемещение штока золотника 3, выходной — перемещение штока поршня 4 силового цилиндра. Так как здесь в выходной цепи источник вспомогательной энергии двигателя насоса, то выходная мощность движения поршня может быть значительно больше мощности, затрачиваемой на перемещение золотника, т. е. можно получить усиление входного сигнала по мощности.

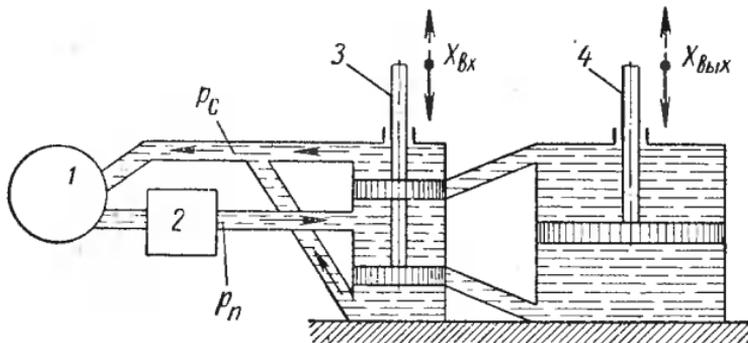


Рис. 31. Поршневой усилитель (астатический гидродвигатель) с золотниковым управлением:

- 1 — насос; 2 — стабилизатор давления; 3 — шток золотника;
- 4 — силовой поршень

Пусть в исходном состоянии каналы, соединяющиеся с силовым цилиндром, полностью перекрыты. Поршень 4 при этом, очевидно, неподвижен. При перемещении золотника вверх верхняя полость силового цилиндра оказывается сообщенной с находящимся под давлением маслом, а нижняя полость одновременно сообщается с обратным сливным трубопроводом. В результате этого давление в верхней полости рабочего цилиндра оказывается более высоким и поршень начинает перемещаться вниз. При этом масло вливается в верхнюю полость и выталкивается из нижней.

Скорость движения поршня определяется объемом втекающего в цилиндр и вытекающего из него за единицу времени масла. Этот объем зависит от размеров отверстий, получившихся в результате смещения золотника. Таким образом, установившаяся скорость движения выходного штока для случая постоянной нагрузки (постоянного по величине усилия, противодействующего движению поршня) определяется величиной перемещения входного штока. Заметим, что усилия, действующие на поршень, определяются разностью гидравлических давлений в полостях рабочего цилиндра и практически не зависят от скорости движения

жидкости; рассматриваемые усилители относятся к категории гидростатических передач. Если золотник сместить относительно исходного состояния в противоположную сторону (вниз), то и направление скорости будет обратным (вверх).

Отсечной золотник закрывает выходные отверстия с некоторым перекрытием (см. рис. 33, в) и в статической (скоростной) характеристике гидроусилителя появляется зона нечувствительности  $2a$  (рис. 32). Эта характеристика показывает зависимость установившейся скорости поршня от величины перемещения золотника. Участок насыщения соответствует полному открытию золотниковых отверстий. Скорость движения поршня здесь уже не может возрастать.

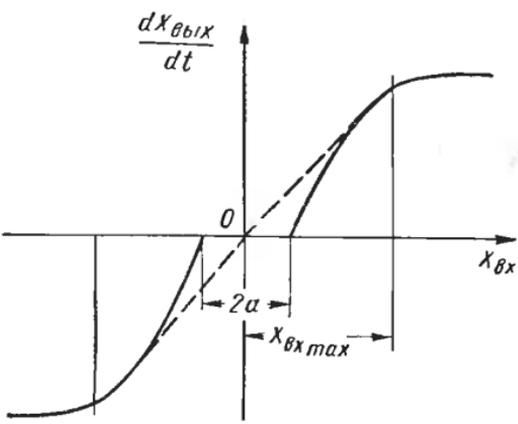


Рис. 32. Статическая (скоростная) характеристика астатического гидродвигателя

Для устранения зоны нечувствительности применяются так называемые проточные золотники, у которых ширина пояска несколько меньше ширины отверстия (рис. 33, а и б). Проточные золотники часто используются и как средство против замерзания масла, но эти их положительные качества достигаются ценой повышенного расхода масла.

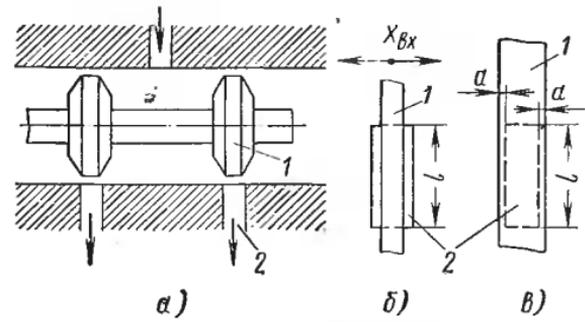


Рис. 33. Некоторые типы золотников:

а — проточной (условный разрез цилиндра золотника); б — проточной (развертка пояска, поршня и щели); в — отсечной (развертка); 1 — поясок поршня золотника; 2 — щель

Если перемещения золотника не достигают значений полного открытия отверстия  $X_{вх max}$  и зоной нечувствительности можно пренебречь, то статическую характеристику гидроусилителя полагают приблизительно линейной (пунктирная прямая на рис. 32).

Широкое применение гидравлических исполнительных элементов в автоматических устройствах объясняется их высоким быстродействием.

Обычно время разгона поршня силового цилиндра до установившегося значения скорости, соответствующего установленному отклонению золотника, не превышает нескольких миллисекунд. Это дает возможность пренебречь в первом приближении инер-

ционностью гидродвигателя и полагают, что в пределах линейного участка гидродвигатель (см. рис. 31) будет интегрирующим звеном с передаточной функцией

$$W(p) = \frac{K}{p}.$$

При этом входной величиной будет перемещение золотника, а выходной — скорость перемещения поршня. Эти свойства характерны для астатического серводвигателя, у которого определенному отклонению золотника соответствует определенная пропорциональная этому отклонению скорость перемещения силового поршня при постоянной нагрузке. Передаточный коэффициент  $K$  показывает отношение установившейся скорости поршня к перемещению золотника и имеет размерность  $\text{сек}^{-1}$ .

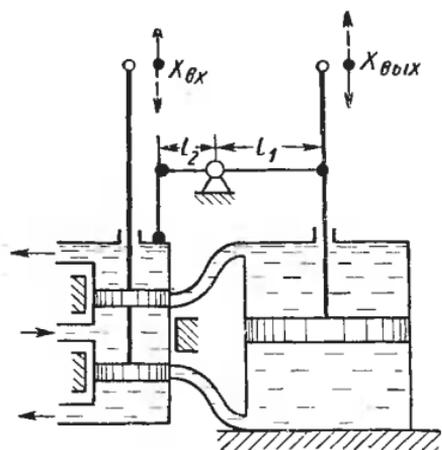


Рис. 34. Поршневой усилитель с жесткой обратной связью (статический гидродвигатель)

Однако часто требуется совершенно иной характер связи входной и выходной величин: движения силового поршня должны достаточно точно повторять движения золотника (причем величины входного и выходного отклонений иногда могут и отличаться масштабами). Требуемое изменение характеристик достигается введением жесткой отрицательной обратной связи, которая может быть выполнена, в частности, в виде рычажной передачи (рис. 34). Корпус золотника при этом делается подвижным. Подобные усилители носят название статических серводвигателей.

Если переместить шток золотника вверх, то жидкость поступит в верхнюю часть силового цилиндра и его поршень начнет опускаться. При этом поршень через рычажную передачу будет поднимать корпус золотника до тех пор, пока отверстия не будут перекрыты. Тогда поршень остановится.

В данном случае перемещение силового поршня, а не его скорость соответствует отклонению золотника. При скачкообразном перемещении золотника перемещение силового поршня будет носить экспоненциальный характер, так как скорость движения его будет уменьшаться по мере уменьшения сечения золотникового отверстия (безынерционность гидродвигателя следует понимать только в смысле практически мгновенного установления скорости, соответствующей размеру золотникового отверстия). Тогда гидро-

двигатель будет представлять собой аperiодическое звено с передаточной функцией

$$W_s(p) = \frac{K_s}{T_s p + 1}.$$

К этому же выводу нетрудно прийти на основании известного общего выражения эквивалентной передаточной функции для звена с отрицательной обратной связью [см. выражения (26) и (27)].

Приведенные уравнения справедливы лишь как первые приближения<sup>1</sup>. При учете характера истечения жидкости через золотниковое отверстие, масс подвижных частей и жидкости, непостоянства нагрузки силового поршня, явлений в трубопроводах и т. д. уравнения усложняются и становятся нелинейными. В пневматических усилителях этого типа процессы оказываются еще более сложными, так как там необходимо учитывать сжимаемость газа. Для них приведенные уравнения справедливы лишь для медленно меняющихся сигналов и при небольшой нагрузке.

К достоинствам гидродвигателей, кроме малой инерционности, относятся небольшой вес на единицу мощности и низкая выходная скорость, не требующая редуцирования. Недостатки заключаются в необходимости высокого класса точности производства, не устраняющей возможности утечек; в неудобствах, связанных с наличием трубопроводов, а также во влиянии изменения вязкости жидкости на характеристики усилителя.

Пневматические поршневые двигатели не требуют столь точного изготовления, так как некоторая утечка воздуха вполне допустима. Время их действия из-за меньшей массы рабочего тела—воздуха— может быть еще меньше, чем у гидравлических усилителей. Но вследствие сжимаемости воздуха возникают ударные явления, что отрицательно сказывается на работе системы. Параметры воздуха как рабочего тела при изменении температуры меняются не так сильно, а рабочая температура может быть повышена до нескольких сотен градусов. Однако на низких окружающих температурах сильно возрастает влажность воздуха и начинается интенсивное обледенение внутренних поверхностей двигателей. Поэтому пневматические двигатели и усилители при низких окружающих температурах должны прогреваться. Особенно целесообразно применять элементы этого типа в тех устройствах, в которых из-за кратковременного действия можно использовать аккумулялирующие баллоны со сжатым газом.

<sup>1</sup> Эти уравнения относятся к случаю постоянной по величине нагрузки на поршень. При нагрузке типа «пружинь» усилитель, собранный по схеме, приведенной на рис. 31, по мере перемещения выходного штока  $z$  будет уменьшать выходную скорость и полностью остановится, если противодействующее усилие возрастет настолько, что уравнивает усилие, развиваемое неподвижным поршнем. В этих условиях усилитель должен замещаться аperiодическим звеном.

Гидравлические, и особенно пневматические, усилители для небольших выходных мощностей и перемещений часто изготовляют не поршневыми, а мембранными. Последние более просты в конструктивном отношении и основаны на прогибе гибкой мембраны (обычно металлической или резиновой), закрепленной по периметру перегородки, под действием разности давлений в разделяемых ею полостях.

На рис. 35 приведена простейшая схема мембранного усилителя с управляющим устройством в виде игольчатого клапана. Изменением положения головки иглы 1 достигается изменение количества жидкости (или воздуха), поступающей из питающего

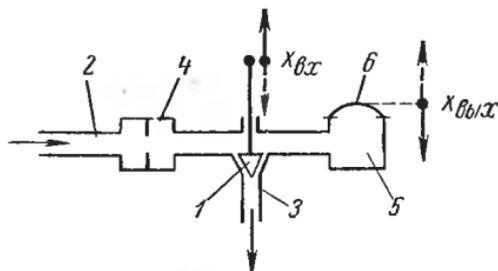


Рис. 35. Мембранный усилитель с игольчатым управлением:

1 — головка иглы; 2 — питающий трубопровод; 3 — сливной трубопровод; 4 — гидравлическое сопротивление; 5 — полость мембраны; 6 — мембрана

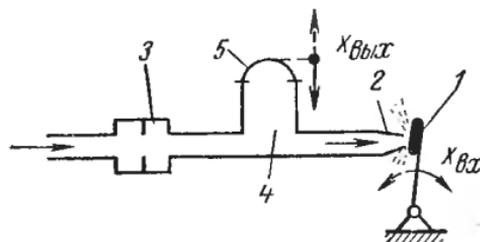


Рис. 36. Мембранный усилитель с управляющим устройством типа сопло-заслонка:

1 — заслонка; 2 — сопло; 3 — гидравлическое сопротивление; 4 — полость мембраны; 5 — мембрана

трубопровода 2 в сливной трубопровод 3. Благодаря последовательному гидравлическому сопротивлению 4 изменяется давление в полости мембраны 5. Мембрана 6 при этом прогибается на соответствующую величину.

Зависимость прогиба ненагруженной мембраны от разности давлений может быть как линейной, так и нелинейной, что определяется выбором ее конструктивных параметров. Для увеличения прогиба мембрана выполняется не плоской, а гофрированной. Для получения еще большего прогиба применяются сильфоны, представляющие собой гофрированную трубку и имеющие в рабочем диапазоне линейную характеристику.

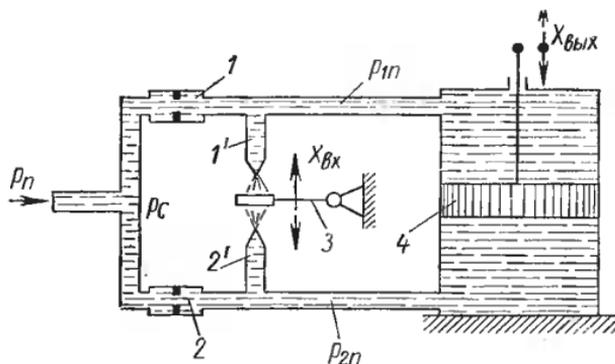
Схема мембранного усилителя с управляющим устройством типа сопло-заслонка дана на рис. 36. Изменение расстояния заслонки 1 от сопла 2 сопровождается изменением расхода воздуха через сопло. Из-за гидравлического сопротивления 3 меняется давление в полости мембраны 4, что сопровождается изменением величины прогиба мембраны 5.

В реальных конструкциях принимаются меры для уменьшения усилий, действующих на иглу и заслонку. Таким примером может служить поршневой усилитель с управляющим устройством типа сопло-заслонка, представленный на рис. 37. Очевидно, что при

нейтральном положении заслонки 3 действующее на нее усилие со стороны сопел 1' и 2' полностью уравновешены; при этом давления в обеих полостях силового цилиндра одинаковы и поршень 4 неподвижен. Перемещение заслонки в ту или другую сторону вызовет нарушение равенства давлений в полостях цилиндра и

Рис. 37. Поршневой усилитель с управлением типа сопло-заслонка:

1 и 2 — гидравлические сопротивления; 1' и 2' — сопла; 3 — заслонка; 4 — поршень



будет сопровождаться движением поршня. Однако в этом случае на заслонку действует только разность усилий со стороны сопел 1' и 2', а не полное усилие, как это было в схеме рис. 36.

Кроме уже рассмотренных вариантов управляющих устройств (золотник, игла, сопло-заслонка), в гидравлических и пневмати-

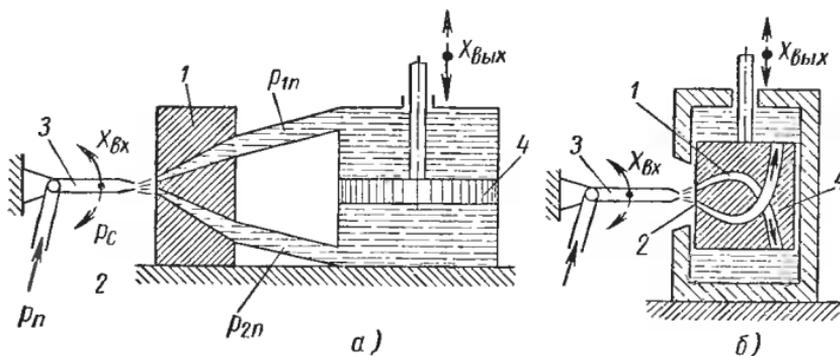


Рис. 38. Поршневой усилитель с управлением от струйной трубки:

а — астатического типа; б — статического типа; 1 и 2 — приемные сопла; 3 — струйная трубка; 4 — поршень

ческих усилителях применяются струйные трубки. Схема поршневого усилителя со струйной трубкой астатического типа приведена на рис. 38, а. Из струйной трубки 3 жидкость (или воздух) выходит под давлением, причем сила реакции струи направлена по оси вращения трубки и для поворота последней не требуется больших усилий. Если трубка расположена точно посередине между приемными соплами 1 и 2, то в обеих полостях силового цилиндра устанавливается одинаковое давление и поршень 4 будет неподвижным. При отклонении трубки струя уже не будет

Одинаково перекрывать оба входных окна приемных сопел и давление в полостях силового цилиндра станет различным; поршень начнет перемещаться.

При постоянной нагрузке такой усилитель, как и усилитель с золотниковым управлением, в первом приближении может замещаться интегрирующим звеном, а его статическая (скоростная) характеристика будет близка к виду, приведенному на рис. 32. Наличие зоны нечувствительности здесь объясняется тем, что разность давлений в полостях силового цилиндра возрастает постепенно от нуля при смещении трубки относительно ее симметричного положения. Движение поршня, очевидно, начнется только после такого смещения трубки, при котором усилие, развиваемое поршнем, станет больше противодействующего усилия нагрузки.

Схему усилителя со струйной трубкой статического типа (рис. 38, б) можно рассматривать как вариант схемы (рис. 38, а) с жесткой обратной связью. Действительно, здесь окна приемных сопел 1 и 2 находятся в самом поршне 4 и через каналы в теле поршня сообщаются с полостями силового цилиндра. При отклонении трубки, например, вверх увеличится давление в нижней полости, а в верхней уменьшится. Поршень начнет перемещаться вверх вслед за трубкой, пока кромка, разделяющая входы в каналы, не совместится с новым положением оси трубки. Другими словами, получается гидроусилитель статического типа, который можно заменить аperiодическим звеном.

В настоящее время получают развитие струйные усилители, в которых струя выходит из неподвижного жестко закрепленного насадка, а ее перемещение достигается изменением интенсивности вспомогательной (управляющей) струи малой мощности, которая ударяет в мощную струю перпендикулярно направлению последней.

Построение элементов струйной автоматики (которую по аналогии с электроникой называют пневмоикой) основано на использовании гидроаэродинамического принципа. При этом рабочей средой, как правило, является воздух, хотя могут быть использованы и другие газы (в частности, гелий), а также жидкости.

В простейшем струйном элементе имеются три канала. На рис. 39, а изображено положение струи, выходящей из сопла 1 (канал питания), относительно приемного выходного канала 3 при отсутствии входного сигнала в канале управления 2 ( $p_{вх} = 0$ ).

При появлении входного сигнала  $p_{вх}$  струя, вытекающая из канала 2, будет отклонять от исходного положения (при  $p_{вх} = 0$ ) основную, более мощную струю, выходящую из сопла 1, к которому рабочая среда подводится с постоянным давлением  $p_{пит}$ , причем по мере увеличения  $p_{вх}$  будет увеличиваться и  $p_{вых}$  до того момента, пока струя, выходящая из сопла 1, не займет положения, показанного на рис. 39, б.

Статическая характеристика  $p_{вых} = \varphi(p_{вх})$  для рассматриваемого простейшего струйного элемента приведена на рис. 39, в. Вид этой характеристики зависит от относительного расположения каналов и соответствующих значений давления  $p_{вх}$  при данном

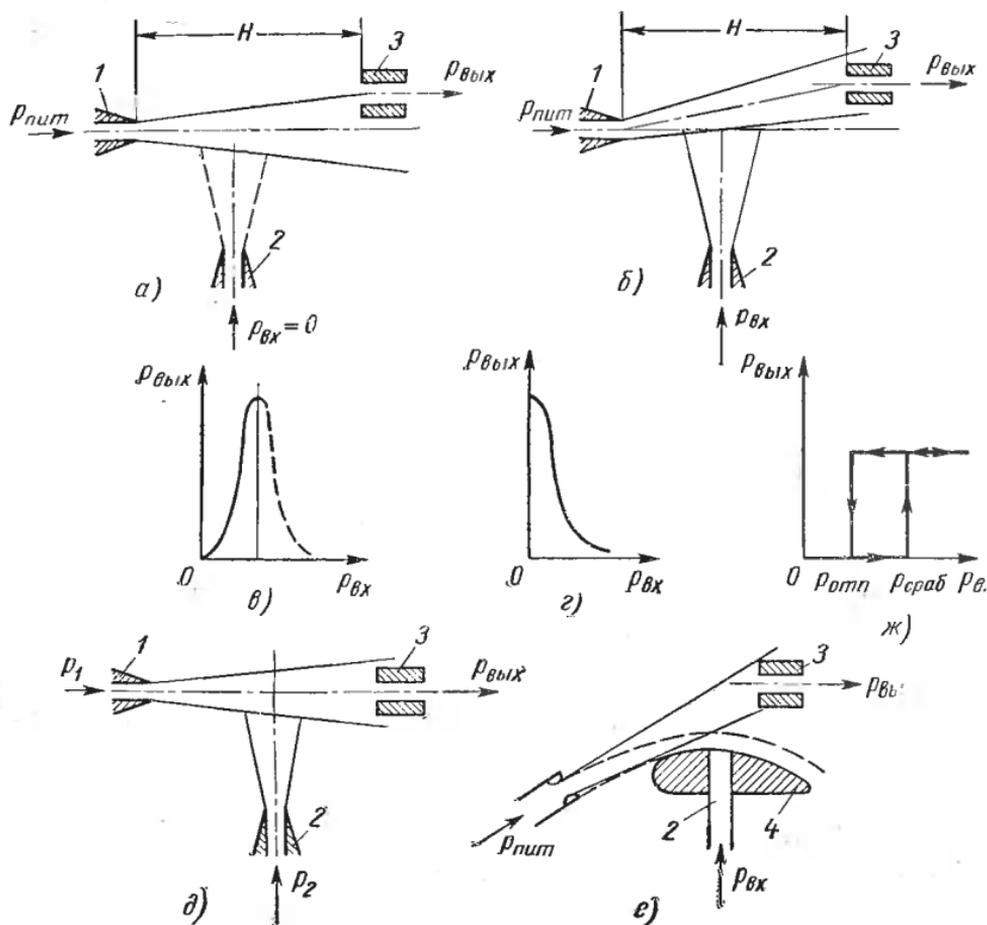


Рис. 39. Элементы струйной автоматики:

*a* — исходное расположение струй при непрерывной статической характеристике *в*); *б* — исходное расположение струй для получения непрерывной статической характеристики *г*); *д* — элемент сравнения; *е* — релейный элемент с релейной характеристикой *ж*);

давлении  $p_{пит}$ . Например, если при  $p_{вх} = 0$  будет иметь место расположение струй, показанное на рис. 39, б, то вид статической характеристики будет соответствовать характеристике, приведенной на рис. 39, г. Основным параметром статической характеристики струйного элемента является коэффициент усиления по давлению (или расходу)

$$K_p = \frac{p_{вых}}{p_{вх}},$$

значения которого зависит от расстояния  $H$  (рис. 39, а), причем существует оптимальное значение расстояния  $H$ , при котором величина  $K_p$  имеет максимальное значение.

Рассмотренный простейший струйный элемент имеет конструктивную схему, соответствующую приведенной на рис. 3, б, т. е. при преобразовании входного сигнала используется дополнительная энергия струи, поступающей из сопла питания  $I$  (рис. 39, а). Поэтому рассмотренные струйные элементы являются простейшими усилителями давления.

Кроме функции усиления, струйные элементы могут сравнивать величины двух давлений, а также суммировать давления, выполнять логические операции и т. п. (см. п. 2, гл. XIII).

Например, в схеме простейшего элемента сравнения, приведенной на рис. 39, д, сравнение величины давлений  $p_1$  и  $p_2$  осуществляется на основании того, что  $p_{вых}$  увеличивается при увеличении давления  $p_1$  и уменьшается при увеличении давления  $p_2$ , а при соответствующем расположении этих каналов остается постоянным при одновременном изменении давлений  $p_1$  и  $p_2$ .

Таким образом, при равенстве сравниваемых давлений  $p_1$  и  $p_2$  какой бы ни была их абсолютная величина, давление  $p_{вых}$  имеет номинальное значение, а при рассогласовании значений давлений  $p_1$  и  $p_2$  давление  $p_{вых}$  изменяет свою величину.

Приведенный элемент сравнения является пассивным, так как при преобразовании сигналов используется лишь энергия, которой обладают потоки, передающие преобразуемые (входные) сигналы.

Наряду с непрерывными струйные элементы позволяют получить и релейные статические характеристики.

Для этого можно использовать взаимодействие струи и пристеночного течения (рис. 39, е). Струя, вытекающая из сопла  $I$ , протекает вдоль стенки  $4$ , в которой имеется канал управления  $2$ .

Если  $p_{вх} = 0$ , то струя течет вдоль стенки (штриховая линия), затем при некотором значении  $p_{вх} = p_{сраб}$  струя отрывается от стенки и скачком переходит в другое положение (сплошная линия).

При уменьшении  $p_{вх}$  до значения  $p_{отн}$  струя вновь скачкообразно возвращается в первоначальное положение. Релейная статическая характеристика в этом случае соответствует характеристике, приведенной на рис. 39, ж.

Значения параметров срабатывания и отпускания определяются профилем стенки и условиями течения струи.

Наряду с рассмотренными струйными элементами используются также и другие проточные элементы, которые и раньше широко применялись в пневмогидравлике, например калиброванные отверстия — дроссели разных типов и междроссельные камеры.

Одно из преимуществ элементов струйной техники заключается в отсутствии механических подвижных частей, а также в возмож-

ности изготовления элементов и целых узлов методом печатных схем, причем в пневмонике этот метод изготовления элементов нашел большее распространение, чем в электронике.

### 3. РАСЧЕТ ЗОЛОТНИКОВЫХ АСТАТИЧЕСКИХ ГИДРОУСИЛИТЕЛЕЙ (ГИДРОДВИГАТЕЛЕЙ)

Найдем уравнение статической (скоростной) характеристики  $v_{вых} = f(x_{вх})$  гидравлического двигателя (см. рис. 31), полагая заданными:

1) давление в питающем трубопроводе  $p_n$  и давление в сливном трубопроводе  $p_c$ ;

2) вид используемой рабочей жидкости и ее объемный вес  $\gamma$  (вес единицы ее объема, иногда не совсем точно называемый удельным весом — величина размерная);

3) полезное сопротивление нагрузки  $F_H = \text{const}$ , максимальную величину требуемого ее перемещения в одну и в другую сторону  $X_{вых_{\max}}$  и требуемое значение установившейся скорости  $v_{вых_{\max}}$  перемещения нагрузки при максимальном сигнале. Эти величины полагаются приведенными к штоку поршня силового цилиндра.

Форму золотниковых отверстий будем полагать прямоугольной, а ширину пояска в точности равной ширине отверстия.

Рабочая площадь поршня  $S$  на основании третьего закона Ньютона может быть найдена из равенства

$$S = \frac{F_H}{\eta_m p_H}, \quad (28)$$

где  $\eta_m$  — коэффициент, учитывающий наличие сил трения в самом усилителе и в механической передаче к нагрузке;

$p_H$  — полезное давление на рабочую поверхность поршня, равное разности давлений в наполняемой и опорожняемой полостях цилиндра.

Последнее, очевидно, может быть выражено и как разность давлений в питающем и сливном трубопроводах, если вычесть перепад давлений в полостях золотника:

$$p_H = (p_n - p_c) - 2p_a \quad (29)$$

здесь перепады давления  $p_a$  во входной и выходной полостях золотника приняты одинаковыми.

Скорость  $v_c$  струи жидкости, протекающей через щель золотника, можно выразить через перепад давлений в золотнике. Для этого применим уравнение Бернулли, взяв за живые сечения сечение  $I$  подводимого к золотнику трубопровода и сжатое сечение  $II$  струи, выходящей из щели золотника. Пренебрегая раз-

постью высотой живых сечений, для щели, связанной с наполняющейся полостью рабочего цилиндра, будем иметь

$$\frac{p_1}{\gamma} + \frac{\alpha_1 v_1^2}{2g} = \frac{p_2}{\gamma} + \frac{\alpha_2 v_2^2}{2g} + \zeta \frac{v_2^2}{2g}, \quad (30)$$

где  $p_1 = p_n$  — гидростатическое давление в напорном трубопроводе;

$p_2$  — гидростатическое давление в наполняющейся полости цилиндра;

$v_1$  — скорость жидкости в трубопроводе;

$v_2 = v_c$  — скорость жидкости в струе, протекающей через щель;

$\alpha_1$  и  $\alpha_2$  — коэффициенты кинетической энергии, зависящие от неравномерного распределения скоростей по сечениям трубопровода и струи (в уравнении фигурируют средние скорости);

$\zeta$  — коэффициент местного сопротивления, характеризующий потери энергии вязкой жидкости в щели золотника.

Учитывая, что

$$p_n - p_2 = p_s$$

и сечение трубопровода значительно больше щели золотника и потому

$$v_1 \ll v_c,$$

получим

$$v_c = \varphi \sqrt{\frac{2gp_s}{\gamma}}; \quad (31)$$

здесь  $\varphi = \frac{1}{\sqrt{\alpha_2 + \zeta}}$  — коэффициент скорости, зависящий в целом как от размеров и формы щели, вязкости жидкости и пр., так и от самой скорости. Значение этого коэффициента получают экспериментально. В самом первом приближении для малых сечений щели можно полагать  $\varphi = 1$ .

Перепад давлений в щели определим из выражений (28) и (29):

$$p_s = \frac{(p_n - p_c) - p_n}{2} = \frac{(p_n - p_c) - \frac{F_H}{\eta_m S}}{2}.$$

Тогда скорость струи

$$v_c = \varphi \sqrt{\left[ (p_n - p_c) - \frac{F_H}{\eta_m S} \right] \frac{g}{\gamma}}. \quad (32)$$

Объем масла, вытекающего в рабочий цилиндр в единицу времени, из-за неразрывности струи определяет и скорость перемещения поршня

$$v_c \varepsilon l X_{ex} = S v_{vblx} = Q; \quad (33)$$

где  $\varepsilon$  — коэффициент сжатия струи, зависящий от тех же факторов, что и коэффициент скорости;

$l$  — длина щели;

$Q$  — секундный объемный расход жидкости при данном открытии щели  $X_{ex}$ .

Отсюда скорость перемещения поршня

$$v_{vblx} = \frac{dX_{vblx}}{dt} = \frac{\mu l}{S} \sqrt{\left[ (p_n - p_c) - \frac{F_H}{S \eta_M} \right] \frac{g}{\gamma}} X_{ex}, \quad (34)$$

где  $\mu = \varphi \varepsilon$  — коэффициент расхода щели, который можно определить по соответствующим экспериментальным данным.

В выражении (34) величина

$$K = \frac{\mu l}{S} \sqrt{\left[ (p_n - p_c) - \frac{F_H}{\eta_M S} \right] \frac{g}{\gamma}} \quad (35)$$

представляет собой передаточный коэффициент гидроусилителя.

Скорость перемещения поршня при полном открытии щели золотника  $X_{ex_{max}}$  должна соответствовать заданному максимальному значению приведенной к штоку скорости перемещения нагрузки  $v_{vblx_{max}}$ , что и определяет величину коэффициента передачи и входящих в него параметров.

После определения площади поршня можно найти объем цилиндра, который (без учета объема штока и необходимого запаса) равен

$$V = 2S X_{vblx_{max}}, \quad (36)$$

а требуемый расход жидкости в единицу времени

$$Q_{max} = \frac{S v_{vblx_{max}}}{\eta_{об}},$$

где  $\eta_{об} = 0,98 \div 0,99$  — коэффициент, учитывающий наличие утечек.

Далее необходимо, хотя бы приближенно, оценить время разгона поршня, которое обычно не должно превышать нескольких миллисекунд.

Определим время разгона до заданной скорости в предположении, что  $p_3 = 0$ , начальное давление  $p_H = p_n - p_c$  остается не-

изменным и ускорение подвижных частей не меняется. Тогда на основании второго закона Ньютона ускорение поршня

$$a_{\text{вых}} = \frac{Sg(p_n - p_c)}{G}, \quad (37)$$

где  $G$  — вес поршня со штоком и приведенный к поршню вес подвижных частей нагрузки (приведенный вес нагрузки часто в сотни раз превышает вес поршня со штоком).

Тогда время разгона скорости

$$t = \frac{v_{\text{вых}}}{a_{\text{вых}}} = \frac{v_{\text{вых}}G}{Sg(p_n - p_c)}. \quad (38)$$

Фактическое время разгона будет в 3—5 раз большим, так как  $p_s \neq 0$  и в силу запаздывания в передаче волны давления по трубопроводам.

Рассмотренная схема расчета позволяет получить лишь результаты первого приближения.

Значительный интерес из-за своей наглядности представляет

графо-аналитический метод расчета скоростной характеристики гидравлических усилителей рассматриваемого типа. При использовании этого метода нужно располагать семейством кривых  $Q_s = f(p_s, X_{\text{вх}})$  для управляющего устройства, т. е. для отдельно взятого золотника, а затем уже выполнить графические построения, необходимые для оценки работы усилителя в целом.

Требуемое семейство кривых (рис. 40) может быть получено экспериментально или расчетным путем.

В данном случае на основании зависимостей (33) и (31) имеем

$$Q_s = \varphi \epsilon l \sqrt{\frac{2g}{\gamma}} \sqrt{p_s} X_{\text{вх}} = \mu l \sqrt{\frac{2g}{\gamma}} \sqrt{p_s} X_{\text{вх}}. \quad (39)$$

Наличие двух последовательно соединенных полостей золотника может быть учтено простым изменением масштаба на графике.

Далее обращаемся к уравнению (29), где величина  $p_n$  определена соотношением (28), и совместно решаем систему уравнений (29) и (39) графическим методом относительно расхода жидкости  $Q$  через усилитель при данной нагрузке  $F_n$  и данном входном сигнале  $X_{\text{вх}}$ .

Для этого по оси абсцисс (рис. 40) откладывают полную разность давлений, поступающую на усилитель и равную  $(p_n - p_c)$ , а от конца этого отрезка влево откладывают величину давления на рабочую поверхность поршня  $p_n$ , определяемую соотношением

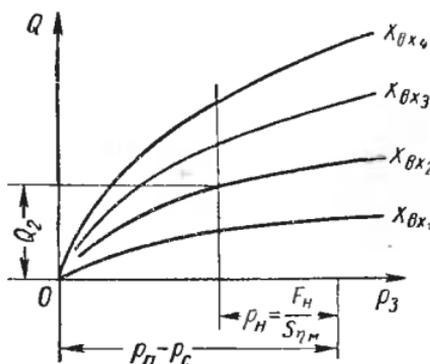


Рис. 40. К расчету астатического гидродвигателя

(28). В точке, соответствующей разности этих двух отрезков, восстанавливается перпендикуляр, пересечение которого с кривыми и определяет величину расхода жидкости  $Q$  через усилитель для соответствующих открытий золотника.

По известному расходу жидкости с помощью выражения (33) легко находим пропорциональную скорость перемещения поршня

$$v_{\text{вых}} = \frac{Q}{S}.$$

Очевидно, что скорость поршня может откладываться и непосредственно по оси ординат.

График наглядно показывает распределение давления между полезной нагрузкой и потерями в полостях золотника.

#### 4. РАСЧЕТ ЗОЛОТНИКОВЫХ СТАТИЧЕСКИХ ГИДРОУСИЛИТЕЛЕЙ

Требования к статическому гидроусилителю (см. рис. 34) отличаются от требований к астатическому гидроусилителю лишь в задании допустимой ошибки слежения при установившейся максимальной скорости обработки. Так, обычно от рулевых машинок требуется, чтобы при скорости перекладки руля  $40\text{--}80^\circ$  в 1 сек ошибка не превышала одного градуса. Совершенно очевидно, что задание указанной величины не освобождает от проверки времени разгона и расчет статического гидроусилителя должен выполняться вначале по той же схеме, что и астатического. Затем значения параметров статического гидроусилителя как апериодического звена системы автоматического регулирования можно получить по выражениям (26) и (27).

Используя указанные выражения и учитывая, что в данном случае величина  $K$  определяется соотношением (35), а коэффициент обратной связи  $K_{oc} = \frac{l_2}{l_1}$ , для статического гидроусилителя получим

$$K_э = \frac{1}{K_{oc}} = \frac{l_1}{l_2}; \quad (40)$$

$$T_э = \frac{1}{K_{oc}K} = \frac{l_1}{l_2K}. \quad (41)$$

Величина ошибки при максимальной скорости нагрузки, очевидно, будет тем меньше, чем меньше постоянная времени усилителя.

Если входной шток статического усилителя начнет двигаться с постоянной скоростью  $v_{\text{вх}}$ , то положение штока в момент времени  $t$

$$X_{\text{вх}} = v_{\text{вх}} t.$$

Положение выходного штока безынерционного усилителя вне зависимости от величины скорости определяется выражением

$$X_{вых}^* = K_{э} v_{ex} t,$$

где  $K_{э}$  — коэффициент передачи статического усилителя.

Наличие инерционности, характеризуемой постоянной времени  $T_{э}$ , приводит к возникновению переходного процесса в усилителе. Уравнение переходного процесса для нулевых начальных условий найдем с помощью преобразования Лапласа.

Уравнение статического усилителя имеет вид

$$X_{вых} = \frac{K_{э}}{T_{э} p + 1} X_{ex}.$$

Операторное выражение линейно возрастающего во времени входного воздействия такое:

$$L(v_{ex} t) = \frac{v_{ex}}{p^2}.$$

Тогда операторное изображение уравнения переходного процесса получим в виде

$$X_{вых} = \frac{K_{э} v_{ex}}{p^2 (T_{э} p + 1)}.$$

С помощью таблиц преобразованных функций переходим от изображений к оригиналам и получаем искомое уравнение переходного процесса

$$X_{вых} = K_{э} v_{ex} T_{э} \left( e^{-\frac{t}{T_{э}}} - 1 \right) + K_{э} v_{ex} t.$$

Ошибка, возникающая в переходном процессе за счет инерционности усилителя:

$$\Delta X_{вых} = X_{вых} - X_{вых}^* = K_{э} v_{ex} T_{э} \left( e^{-\frac{t}{T_{э}}} - 1 \right).$$

Нетрудно видеть, что максимальная ошибка будет наблюдаться в установившемся (принужденном) режиме

$$\Delta X_{вых\ уст} = -K_{э} v_{ex} T_{э}$$

или при переходе к скорости выходного штока

$$\Delta X_{вых\ уст} = -v_{вых} T_{э}, \quad (42)$$

так как для установившегося режима

$$v_{ex} = \frac{v_{вых}}{K_{э}}.$$

Полученное выражение используется для определения величины ошибки при заданной скорости перемещения нагрузки.

## 5. РАСЧЕТ ГИДРОУСИЛИТЕЛЯ С УПРАВЛЯЮЩИМ УСТРОЙСТВОМ ТИПА СОПЛО-ЗАСЛОНКА

Установим соотношения, необходимые для расчета статической (скоростной) характеристики  $v_{вых} = f(X_{ex})$  для гидросилителя с управляющим устройством типа сопло-заслонка, выполненного по схеме, изображенной на рис. 37, для случая постоянной нагрузки  $F_n = \text{const}$ . Будем полагать заданными давление в питающем трубопроводе  $p_n$ , давление в полости слива  $p_c$ , вид и объемный вес рабочей жидкости  $\gamma$  и площадь поршня  $S$ .

Для определения скорости струи, вытекающей из отверстия первого дросселя, составим уравнение Бернулли для сечения I на подводящей к дросселю трубе и сечения II по выходному отверстию. Пренебрегая разностью высот живых сечений, будем иметь уравнение вида (30), где, как и ранее,  $p_1 = p_n$  и  $v_2 = v_c$ . При этом по-прежнему  $v_1 \ll v_c$ .

Тогда

$$v_c = \varphi_{др} \sqrt{\frac{2g}{\gamma} (p_n - p_{1n})}, \quad (43)$$

а секундный объемный расход жидкости через первый дроссель

$$Q_1 = v_c \varepsilon_c S_{др} = \mu_{др} S_{др} \sqrt{\frac{2g}{\gamma} (p_n - p_{1n})}, \quad (44)$$

где  $S_{др}$  — площадь проходного сечения дросселя;

$p_{1n}$  — давление в полости цилиндра, связанной с первым дросселем.

Аналогичным образом определяется расход жидкости, поступающей на слив через сопло и заслонку со стороны первого дросселя:

$$Q_{1c} = \mu_c S_c \sqrt{\frac{2g}{\gamma} (p_{1n} - p_c)},$$

где  $S_c$  — площадь кольцевой щели между соплом и заслонкой.

Будем полагать, что

$$S_c = \pi d_c (l - X_{ex}),$$

где  $l$  — расстояние между соплами и заслонкой при нулевом входном сигнале;

$d_c$  — диаметр сопла.

Тогда

$$Q_{1c} = \mu_c \pi d_c (l - X_{ex}) \sqrt{\frac{2g}{\gamma} (p_{1n} - p_c)}. \quad (45)$$

Подобными же рассуждениями получим расход через второй дроссель:

$$Q_2 = \mu_{др} S_{др} \sqrt{\frac{2g}{\gamma} (p_n - p_{2n})}, \quad (46)$$

где  $p_{2n}$  — давление в полости, связанной со вторым дросселем, и расход жидкости, поступающей на слив со стороны второго дросселя:

$$Q_{2c} = \mu_c \pi d_c (l + X_{ex}) \sqrt{\frac{2g}{\gamma} (p_{2n} - p_c)}. \quad (47)$$

С другой стороны, при движении поршня будут справедливы соотношения:

$$Q_{1c} = Q_1 - Q_H; \quad (48)$$

$$Q_{2c} = Q_2 + Q_H, \quad (49)$$

где  $Q_H$  — расход жидкости на перемещение поршня.

При этом

$$Q_H = v_{вых} S \quad (50)$$

и

$$p_{1n} - p_{2n} = \frac{F_H}{S}. \quad (51)$$

Используя выражения (44)—(51), приходим к системе уравнений:

$$\mu_c \pi d_c (l - X_{ex}) \sqrt{\frac{2g}{\gamma} (p_{1n} - p_c)} = \mu_{dp} S_{dp} \sqrt{\frac{2g}{\gamma} (p_n - p_{1n})} - v_{вых} S; \quad (52)$$

$$\begin{aligned} \mu_c \pi d_c (l + X_{ex}) \sqrt{\frac{2g}{\gamma} \left( p_{1n} - \frac{F_H}{S} - p_c \right)} = \\ = \mu_{dp} S_{dp} \sqrt{\frac{2g}{\gamma} \left( p_n - p_{1n} + \frac{F_H}{S} \right)} + v_{вых} S. \end{aligned} \quad (53)$$

Для нахождения интересующей нас зависимости  $v_{вых} = f(X_{ex})$  необходимо исключить из этих уравнений неизвестную  $p_{1n}$ , что приводит к алгебраическим уравнениям высоких степеней.

Для решения этих уравнений должны привлекаться числовые методы.

Значительно проще определить для этого же усилителя статическую характеристику  $X_{вых} = f(X_{ex})$  в случае симметричной нагрузки типа двух пружин, т. е. при

$$F_H = K_H X_{вых}, \quad (54)$$

$K_H$  — «жесткость» нагрузки.

В установившемся режиме усилие поршня полностью уравновешивается «пружиной», поршень останавливается и, следовательно,  $Q_H = 0$ .

Тогда вместо выражений (48) и (49) будем иметь

$$Q_{1c} = Q_1; \quad Q_{2c} = Q_2. \quad (55)$$

Подставляя в эти соотношения выражения (44)–(47), получим

$$\mu_c \pi d_c (l - X_{вх}) \sqrt{\frac{2g}{\gamma} (p_{1n} - p_c)} = \mu_{\partial p} S_{\partial p} \sqrt{\frac{2g}{\gamma} (p_n - p_{1n})};$$

$$\mu_c \pi d_c (l + X_{вх}) \sqrt{\frac{2g}{\gamma} (p_{2n} - p_c)} = \mu_{\partial p} S_{\partial p} \sqrt{\frac{2g}{\gamma} (p_n - p_{2n})},$$

откуда

$$p_{1n} = \frac{(\mu_{\partial p} S_{\partial p})^2 p_n + (\mu_c \pi d_c)^2 (l - X_{вх})^2 p_c}{(\mu_{\partial p} S_{\partial p})^2 + (\mu_c \pi d_c)^2 (l - X_{вх})^2}; \quad (56)$$

$$p_{2n} = \frac{(\mu_{\partial p} S_{\partial p})^2 p_n + (\mu_c \pi d_c)^2 (l + X_{вх})^2 p_c}{(\mu_{\partial p} S_{\partial p})^2 + (\mu_c \pi d_c)^2 (l + X_{вх})^2}. \quad (57)$$

Учитывая формулы (51) и (54), получим искомое выражение

$$X_{вых} = \frac{(p_{1n} - p_{2n}) S}{K_n}, \quad (58)$$

где  $p_{1n}$  и  $p_{2n}$  находятся по выражениям (56) и (57).

Нетрудно видеть, что статическая характеристика и для этого случая будет носить нелинейный характер. Ее линейризацию удобнее всего выполнять после графического построения.

## 6. РАСЧЕТ СТРУЙНОГО ГИДРОУСИЛИТЕЛЯ

Найдем уравнение статической (скоростной) характеристики  $v_{вых} = f(X_{вх})$  струйного гидроусилителя (см. рис. 38, а). Полагая заданными давление в питающем трубопроводе  $p_n$ , давление в полости слива  $p_c$ , вид и объемный вес рабочей жидкости  $\gamma$  и площадь поршня  $S$ ; нагрузку будем считать постоянной  $F_n = \text{const}$ .

Окна приемных сопел и отверстия насадки струйной трубки для простоты будем полагать квадратными со стороной  $l$ , а ширину кромки между окнами приемных сопел будем считать равной нулю.

Скорость струи, вытекающей из трубки, по аналогии с выражением (43) будет

$$v_c = \varphi \sqrt{\frac{2g}{\gamma} (p_n - p_c)},$$

а секундный объемный расход жидкости

$$Q = v_c \varepsilon l^2 = \mu l^2 \sqrt{\frac{2g}{\gamma} (p_n - p_c)}. \quad (59)$$

Будем полагать этот расход величиной постоянной, а также будем считать, что весь скоростной напор струи без потерь пре-

образуется в канале сопла в направлении сопла. Тогда гидравлические силы можно найти на основании теоремы о количестве движения:

$$F_1 = Q_1 \frac{\gamma}{g} v_c = Q_1 \frac{\gamma}{g} \cdot \frac{Q}{\varepsilon l^2};$$

$$F_2 = Q_2 \frac{\gamma}{g} \cdot \frac{Q}{\varepsilon l^2};$$

где  $Q_1$  и  $Q_2$  — расходы жидкости, которые определяют объемы жидкости и ежесекундно поступают в соответствующие приемные отверстия и при этом полностью теряют свою скорость.

Отсюда давления, создаваемые струей, будут

$$p_{1n} = \frac{F_1}{l^2} = \frac{\gamma Q_1 Q}{g \varepsilon l^4}; \quad p_{2n} = \frac{\gamma Q_2 Q}{g \varepsilon l^4}.$$

Для выбранной формы и расположения приемных сопел в первом приближении можно полагать

$$Q_1 = \frac{l + X_{ex}}{l} Q - Q_n; \quad Q_2 = \frac{l - X_{ex}}{l} Q + Q_n,$$

где  $Q_n$  — расход жидкости на перемещение поршня.

Тогда перепад давлений в приемных соплах

$$p_{1n} - p_{2n} = \frac{\gamma Q}{g \varepsilon l^4} (Q_1 - Q_2) = \frac{2\gamma Q}{g \varepsilon l^4} \left( \frac{Q}{l} X_{ex} - Q_n \right).$$

Как и в ранее рассмотренных случаях, имеем

$$p_{1n} - p_{2n} = \frac{F_H}{S},$$

а также

$$Q_n = v_{вых} S.$$

Отсюда

$$\frac{F_H}{S} = \frac{2\gamma Q}{g \varepsilon l^4} \left( \frac{Q}{l} X_{ex} - v_{вых} S \right)$$

и искомое выражение примет вид

$$v_{вых} = \frac{Q}{lS} X_{ex} - \frac{F_H g \varepsilon l^4}{2\gamma Q S^2}.$$

Полученное выражение имеет смысл только при соблюдении соотношения

$$\frac{Q}{lS} |X_{ex}| - \frac{F_H g \varepsilon l^4}{2\gamma Q S^2} \geq 0,$$

поскольку направление скорости в установившемся режиме полностью определяется знаком отклонения трубки  $X_{ex}$ .

Таким образом, аналитическое выражение статической характеристики струйного гидроусилителя при сделанных допущениях будет иметь вид

$$v_{вых} = \left| \frac{Q}{lS} \right| |X_{вх}| - \frac{F_{Hгг} \epsilon l^4}{2\gamma Q S^2} \left| \text{sign } X_{вх} \right|. \quad (60)$$

Величина  $Q$  находится по выражению (59), а зона нечувствительности зависит от величины нагрузки  $F_H$  и определится соотношением

$$\frac{Q}{lS} X_{вх неч} = \frac{F_{Hгг} \epsilon l^4}{2\gamma Q S^2}.$$

Ширина зоны нечувствительности

$$2a = 2X_{вх неч} = \frac{F_{Hгг} \epsilon l^5}{\gamma Q S}. \quad (61)$$

Пренебрегая зоной нечувствительности, получим передаточный коэффициент гидроусилителя как интегрирующего звена

$$K = \frac{Q}{lS} = \frac{\mu l}{S} \sqrt{(p_n - p_c) \frac{2g}{\gamma}}, \quad (62)$$

относящийся, конечно, только к линейной области характеристики, ограничиваемой в данном случае соотношением

$$|X_{вх}| \leq \frac{l}{2}.$$

Схему, изображенную на рис. 38, б, можно анализировать как интегрирующее звено с жесткой обратной связью при  $K_{oc} = 1$ .

## 7. ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА ПНЕВМАТИЧЕСКИХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Расчет пневматических усилителей осложняется явлением сжимаемости газа и резким изменением характера истечения газа через золотниковые отверстия при переходе от докритического соотношения давлений в полостях, соединяемых золотниковым отверстием, к надкритическому. Перепады давления во входном и выходном золотниках даже при конструктивной идентичности последних в пневматических усилителях не будут одинаковыми.

Специфические трудности расчета статических характеристик пневматических усилителей заключаются в том, что режимы истечения через золотниковые отверстия зависят от всей предыстории движения поршня, т. е. даже при одинаковом открытии золотника и положении поршня силового цилиндра характер истечения может быть различным. В некоторых случаях резкие изменения характера истечения и явления сжимаемости воздуха приводят к возникновению автоколебаний и установившийся режим, который можно было бы охарактеризовать статической характеристикой, вообще не наступает.

Для отладки расчеты приходится проводить, составляя уравнения для отдельных этапов движения (например, до и после наступления движения), причем и на этих этапах соответствующие дифференциальные уравнения могут быть нелинейными.

Отмеченные трудности приводят к тому, что обычно становятся на путь экспериментальной отработки усилителей и определения их параметров. Однако в настоящее время, учитывая распространение вычислительных машин, предварительное аналитическое исследование характера движения является, безусловно, целесообразным.

## 8. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ СКОРОСТИ В ПЕРЕМЕЩЕНИЕ

Преобразователи скорости в перемещение в системах автоматического регулирования скорости вращения выполняют роль воспринимающих элементов. Во многих других случаях такие преобразователи, которые по существу являются механическими дифференцирующими звеньями, используются в качестве корректирующих элементов.

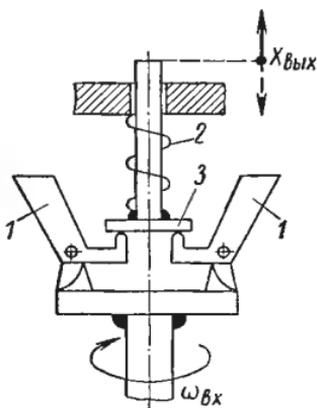


Рис. 41. Центробежный воспринимающий элемент:

1 — грузы; 2 — противодействующая пружина; 3 — толкатель

Хорошо известная схема центробежного воспринимающего элемента (центробежного тахометра) представлена на рис. 41. С увеличением скорости вращения вала  $\omega_{вх}$  возрастает величина центробежной силы, и закрепленные на валу грузы 1 расходятся, поворачиваются на своих осях и, воздействуя на тарелку толкателя 3, перемещают последний вверх, сжимая при этом пружину 2. Для получения плавной зависимости между скоростью вращения вала и установившимся отклонением муфты  $X_{вых}$  необходимо правильно подобрать жесткость противодействующей пружины. В противном случае возможен релейный режим работы (см. гл. II, рис. 17 и 18 при  $X_{вх} = \omega_{вх}$ ), который обычно является нежелательным.

Наличие существенных масс грузов и противодействующей пружины указывает на необходимость замещения рассмотренной конструкции колебательным звеном.

В качестве корректирующих элементов в неэлектрических системах автоматического регулирования широко применяются катаракты поршневого типа с упругим закреплением цилиндра. Схема такой конструкции, называемой иногда изодромом (см. п. 2, гл. I), представлена на рис. 42.

Положение цилиндра 1 фиксировано пружинами 2. Верхняя и нижняя полости цилиндра заполнены жидкостью и сообщаются

через достаточно малое отверстие 3 (дюза), обладающее значительным гидравлическим сопротивлением.

Если перемещать входной шток поршня 4 со скоростью  $\rho X_{вх}$ , то из-за гидравлического сопротивления давления в полостях цилиндра не будут успевать выравниваться и со стороны поршня на цилиндр будет действовать сила, которая вызовет движение цилиндра и связанного с ним выходного штока 5 с некоторой скоростью  $\rho X_{вых}$ . Эта сила пропорциональна скорости перемещения поршня относительно цилиндра и, если пренебрегать силами инерции, в каждый момент времени уравнивается силой реакции пружин:

$$K_1(\rho X_{вх} - \rho X_{вых}) = K_2 X_{вых},$$

где  $K_1$  — коэффициент, зависящий от размеров дюзы, вязкости жидкости и площади поршня;

$K_2$  — жесткость пружины.

Отсюда, обозначив  $\frac{K_1}{K_2} = T$ , получим

$$X_{вых} = \frac{T\rho}{T\rho + 1} X_{вх},$$

что соответствует уравнению дифференцирующего звена (см. п. 2, гл. III) и указывает на пропорциональность между скоростью входного штока  $\rho X_{вх}$  и перемещением выходного штока  $X_{вых}$ .

В качестве корректирующих элементов в автопилотах применяются так называемые дифференцирующие (скоростные) гироскопы, дающие на выходе сигнал в виде углового отклонения, пропорционального угловой скорости вращения самолета относительно контролируемой его оси.

Преобразование линейных ускорений в перемещения можно выполнять с помощью акселерометров, использующих инерционные свойства массы свободно подвешенного груза. Если, например, система, изображенная на рис. 43, подвергнется воздействию длительно действующего ускорения  $a_{вх}$ , направленного вверх, то будет наблюдаться некоторое установившееся смещение  $X_{вых}$  груза 1, укрепленного на плоской пружине 2. Смещение направлено вниз относительно базы 3, жестко связанной с корпусом самолета. В переходном режиме, вообще говоря, движение груза может быть колебательным.

Роль груза в некоторых конструкциях выполняет достаточно массивная упруго-закрепленная управляющая сетка специальной

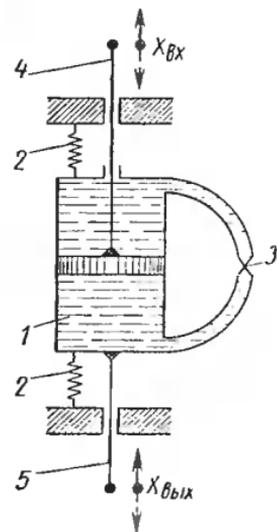


Рис. 42. Гидравлическое дифференцирующее устройство:

1 — цилиндр; 2 — пружина; 3 — дюза; 4 — входной шток; 5 — выходной шток

электронной лампы. Тогда расстояние между сеткой и

катодом, а следовательно, и коэффициент усиления лампы (см. гл. IX).

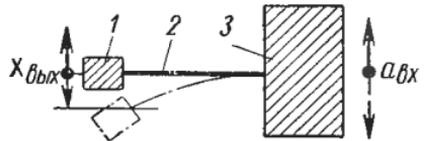


Рис. 43. Датчик линейных ускорений:

1 — груз; 2 — пружина; 3 — база, связанная с корпусом самолета, или вал

Очевидно, что, интегрируя сигнал акселерометра во времени, можно определить линейную скорость, а выполняя двойное интегрирование, — линейное перемещение. Этот принцип используется для определения местоположения беспилотных летательных аппаратов в системах инерциальной навигации.

### 9. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ДАВЛЕНИЯ И СКОРОСТИ ЖИДКОСТЕЙ И ГАЗОВ В ПЕРЕМЕЩЕНИЕ

Давление жидкости или газа преобразуется в перемещение обычно с помощью мембран и сильфонов (см. п. 2 настоящей главы), которые непосредственно сообщаются с контролируемым объемом, например с соответствующей полостью авиационного двигателя.

Для того чтобы выходное перемещение не зависело от изменения окружающего давления, применяются дополнительные компенсационные элементы (рис. 44). Выходное перемещение в преобразователе определяется разностью усилий двух сильфонов — рабочего 1 и компенсационного 2. Внутри рабочего сильфона подается контролируемое давление  $p_{вх}$ , из компенсационного сильфона воздух эвакуирован и сильфон герметически закрыт. Поэтому изменения окружающего давления  $p_{окр}$  вызывают одинаковые, но противоположно направленные усилия, и перемещение  $X_{вых}$  определяется только изменением давления  $p_{вх}$ .

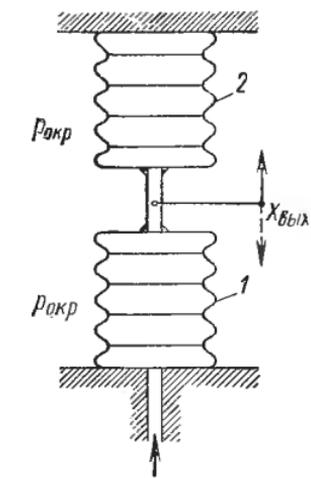


Рис. 44. Сильфонный датчик давления с компенсационным элементом:

1 — рабочий сильфон; 2 — компенсационный сильфон

Для уменьшения влияния механического гистерезиса материала стенок сильфона приходится применять достаточно жесткие противодействующие пружины в элементе, на который воздействует датчик давления. Если пренебрегать зоной гистерезиса, то зависимость перемещения от давления для сильфонов может полагаться линейной. Действие сильфона в системах регулирования давления обычно полагают безынерционным.

В системах регулирования давления требуется получить сигнал, пропорциональный скорости изменения давления. Для этой цели используются устройства, аналогичные вариометрам.

## ТЕПЛОМЕХАНИЧЕСКИЕ И ТЕПЛОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

### 1. ТЕПЛОМЕХАНИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Тепломеханические преобразователи используются в качестве воспринимающих элементов, преобразующих изменение фактического значения регулируемой температуры в перемещение. Устройство тепломеханических преобразователей основано на явлении изменения размеров твердых, жидких или газообразных тел при нагревании.

Большое распространение нашел так называемый термобиметалл. Термобиметалл изготавливают в виде металлических листов, состоящих из двух наложенных друг на друга и сваренных по всей поверхности соприкосновения листов разных металлов, имеющих весьма различные температурные коэффициенты расширения. Поверхности соприкосновения сваривают путем прокатки при достаточно высокой температуре. Благодаря разнице в коэффициентах расширения слоев термобиметаллический лист при изменении его температуры изгибается таким образом, что у ранее плоского листа при нагревании слой с меньшим коэффициентом расширения образует вогнутую сторону.

Примером материала, обладающего крайне малым линейным коэффициентом температурного расширения (порядка  $1 \cdot 10^{-6} 1/\text{град}$ ) в диапазоне от  $-50$  до  $+150^\circ \text{C}$ , является инвар, представляющий собой сплав железа с 36% никеля. Существуют сплавы, пригодные и для других температурных диапазонов, но не выше  $400-450^\circ \text{C}$ .

Если термобиметалл имеет форму достаточно узкой пластины, длина которой значительно больше ее ширины, то для плоской ненагруженной пластины (рис. 45, а) величина установившегося перемещения ее свободного конца  $X_{\text{бблх}}$  будет линейно зависеть от изменения температуры окружающей среды относительно начального значения

$$X_{\text{бблх}} = K\Theta_{\text{вх}},$$

пока разность коэффициентов температурного расширения слоев будет оставаться постоянной, т. е. только в определенном диапазоне температур. Это же условие определяет линейность статических характеристик и для более сложных форм пластин — винтовой спирали, архимедовой спирали и др.

Наиболее распространены черные термобиметаллы (например, инвар, немагнитная сталь и др.). Обычно термобиметаллическая пластина (рис. 45, а) толщиной 1 мм и длиной 100 мм дает перемещение конца порядка 0,1—0,15 мм на 1° С. Величина перемещения (прогиба) пропорциональна квадрату длины и обратно пропорциональна толщине.

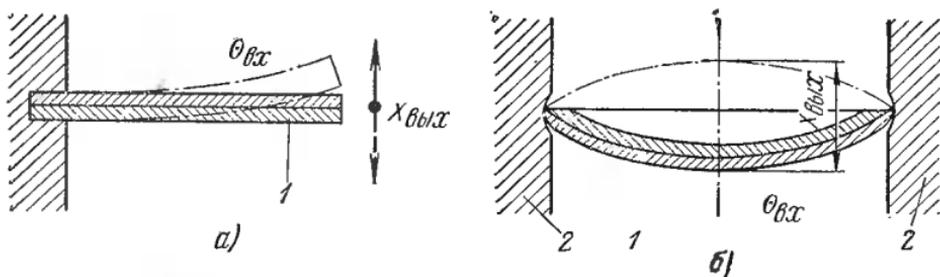


Рис. 45. Термобиметаллические воспринимающие элементы:  
а — с плоской пластиной; б — с дисковой пластиной (релейный)

Иногда применяются термобиметаллические пластины в виде вогнутого диска 1, укрепляемого в круговой канавке кольца 2 (рис. 45, б). Статическая характеристика такого элемента практически будет всегда релейной, так как пластина будет иметь только два устойчивых положения — нижнее (вогнутое) и верхнее (выпуклое).

В динамическом отношении термобиметаллические элементы, как и все тепломеханические и теплоэлектрические преобразователи, характеризуются значительными запаздываниями, обусловленными довольно медленным прогреванием, т. е. тепловой инерцией. Линейные термобиметаллические элементы в первом приближении могут быть замещены апериодическим звеном

$$(Tp + 1)X_{vyx} = K\Theta_{vx}$$

с постоянной времени

$$T = \frac{C}{A} = \frac{cG}{kS}, \quad (63)$$

где  $c$  — удельная теплоемкость материала пластины в  $\text{кал}/(\text{г} \cdot \text{град})$ ;  
 $G$  — вес пластины в  $\Gamma$ ;  
 $S$  — площадь поверхности пластины, участвующая в обмене тепла с контролируемой средой, в  $\text{см}^2$ ;  
 $k$  — удельный коэффициент теплоотдачи поверхности пластины в  $\text{кал}/(\text{см}^2 \cdot \text{град} \cdot \text{сек})$ .

Процесс изменения температуры у элемента релейного действия протекает так же, как и у линейного элемента. Разница заключается лишь в том, что положение в этом случае изменяется скачкообразно в моменты, соответствующие достижению температуры срабатывания или температуры отпускания. Поэтому тепломеханический преобразователь релейного действия должен быть замещен последовательно соединенными апериодическим и релейным звеньями. Для апериодического звена в этом случае входной величиной является температура окружающей среды, а выходной — температура самой пластины. Для релейного звена входной величиной служит температура пластины, а выходной — перемещение. При этом релейный элемент может полагаться безынерционным, так как время переброски пластины из одного крайнего положения в другое гораздо меньше времени изменения температуры пластины от температуры срабатывания до температуры отпускания или наоборот.

Одна из распространенных конструкций преобразователя с расширяющейся жидкостью или газом схематично показана на рис. 46. Изменение температуры  $\theta_{вх}$  металлического баллона сопровождается изменением давления содержащейся в нем жидкости или газа (температурные коэффициенты объемного расширения жидкостей и газов гораздо выше, чем у металлов). Эти изменения приводят к изменению давления в полости мембраны 2, связанной с баллоном 1 через капилляр, и перемещению свободного конца мембраны  $X_{вых}$ . Следовательно, управляющее устройство состоит из двух преобразователей разного вида: преобразователя температуры в давление (баллон) и преобразователя давления в перемещение (мембрана), поэтому элемент должен быть уже отнесен к элементам с промежуточным преобразованием вида энергии.

Если термометаллическая пластина нагревается за счет проходящего по ней тока, то она должна быть отнесена уже к электромеханическим преобразователям, так как тепловая энергия является здесь лишь промежуточной формой. В этом случае наблюдается органическое слияние электротеплового и тепломеханического преобразователей.

## 2. ТЕРМОПАРЫ

Теплоэлектрические преобразователи обычно выполняют роль линейных воспринимающих элементов — датчиков, преобразующих изменение фактического значения регулируемой температуры в изменение электрического напряжения (или тока). К числу

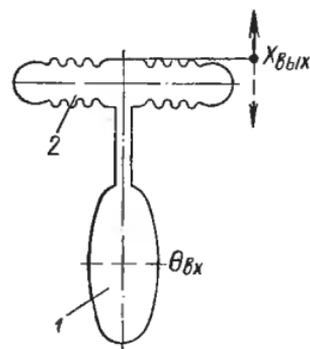
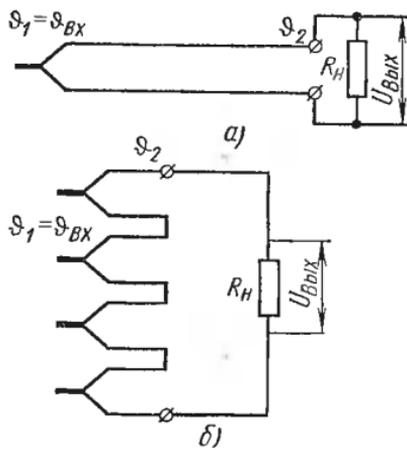


Рис. 46. Тепломеханический преобразователь с расширяющейся жидкостью или газом:  
1 — баллон; 2 — мембранная коробка

генераторных управляющих устройств этого типа относятся термопары, широко применяемые в системах автоматического регулирования температуры авиадвигателей и изготавливаемые на различные пределы измерений — почти до двух тысяч градусов. Недостатком термопар, помимо свойственной всем термоэлектрическим преобразователям значительной тепловой инерционности, является зависимость термоэлектродвижущей силы от окружающей температуры. Величина выходного напряжения термопары  $U_{вых}$  (рис. 47, а) определяется, как известно, разностью температур горячего (рабочего) спая  $\vartheta_1$  и холодного спая  $\vartheta_2$ :

$$E_{ох} = \vartheta_1 - \vartheta_2.$$



Горячий спай помещается в среде, температура  $\vartheta_1$  которой регулируется. Холодный спай должен располагаться в среде, температура которой приблизительно постоянна, или же должны применяться дополнительные компенсационные устройства.

Для систем автоматического регулирования авиадвигателей обычно используются не одиночные термопары, а блоки из нескольких последовательно соединенных термопар (рис. 47, б). Такое включение позволяет осреднить температуру, обычно

Рис. 47. Схемы включения термопар:  
а — простейшая схема; б — блок термопар

неравномерно распределенную по контролируемой полости авиадвигателя, и одновременно повысить величину напряжения и выходную мощность термодатчика.

Термопары принято замещать аperiodическими звеньями, хотя в действительности наличие защитного кожуха делает тепловые переходные процессы в таких конструкциях более сложными.

Постоянная времени имеет то же значение, что и для термобиметалла. Величина передаточного коэффициента (чувствительность) в значительном диапазоне температур почти постоянна и для металлов имеет порядок сотысячных долей вольта на градус.

К. п. д. металлических термопар весьма незначителен и имеет порядок десятых и сотых долей процента. Это обуславливает и малую их выходную мощность, поэтому для ее повышения приходится увеличивать размеры, что сопровождается возрастанием постоянной времени термопары. В этом отношении большие возможности обещает применение полупроводниковых термопар, которые дают термоэлектродвижущие силы в десятки раз большие, чем металлические. Следует ожидать, что отмеченное обстоятельство позволит создать менее инерционные полупроводниковые термопары, несмотря на худшую теплопроводность полупроводников.

Простейшая нереверсивная схема термоэлектрического преобразователя параметрического типа показана на рис. 48, а (см. рис. 3, б), в которой в качестве источника вспомогательной энергии используется источник напряжения  $U$ , в качестве нагрузки сопротивление  $R_H$ , а управляющим устройством является терморезистор, сопротивление которого достаточно сильно меняется с изменением его температуры, а следовательно, и с изменением

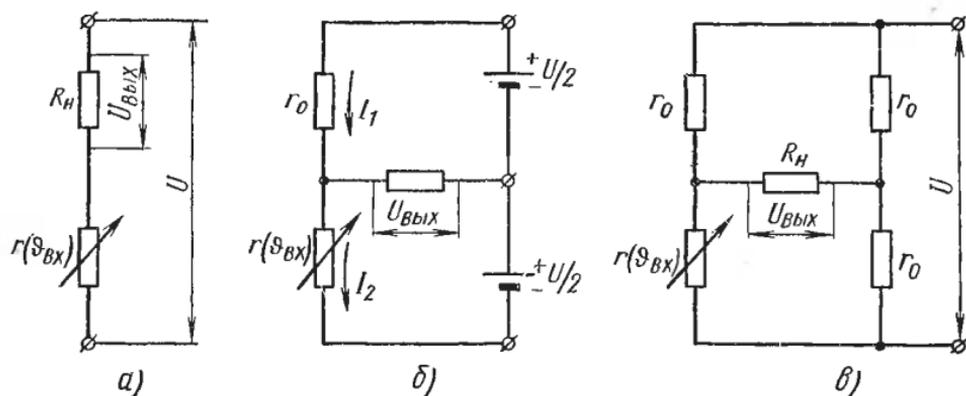


Рис. 48. Схемы включения терморезисторов:

а — простейшая нереверсивная схема; б — дифференциальная схема на постоянном токе; в — мостовая схема

температуры окружающей среды  $\theta_{вх}$ . Падение напряжения на нагрузке  $U_{вых}$  в установившемся режиме также является определенной функцией температуры

$$U_{вых} = \frac{UR_H}{R_H + r(\theta_{вх})}. \quad (64)$$

Терморезисторами могут служить не только резисторы с активным сопротивлением — металлические (медная, никелевая, платиновая проволоки) или полупроводниковые (ПТР), но и устройства с реактивным сопротивлением. В последнем случае источником вспомогательной энергии будет служить источник переменного тока.

Реверсивные конструктивные схемы с терморезисторами приведены на рис. 48, б, в и на рис. 49 (см. рис. 3, д, е).

В дифференциальной схеме постоянного тока (рис. 48, б), если напряжения вспомогательных источников одинаковы, а величина постоянного сопротивления равна величине термосопротивления при заданном (номинальном) значении температуры, то токи  $I_1$  и  $I_2$  в верхнем и нижнем контурах будут одинаковы. Ток в цепи нагрузки определяется разностью этих токов и, следовательно, будет равен нулю. Всякое отклонение температуры

от заданного значения будет сопровождаться нарушением равновесия схемы и появлением напряжения на нагрузке  $U_{\text{вых}}$ .

Если приходится обходиться одним источником питания, а выводить среднюю точку неудобно, то используют мостовую схему (рис. 48, в).

В дифференциальных и мостовых схемах сопротивление  $r_0$  выполняет функции задатчика.

В мостовой схеме можно использовать два одинаковых терморезистора (рис. 49, а). При равенстве сопротивлений плеч это дает увеличение чувствительности вдвое. Если применить две

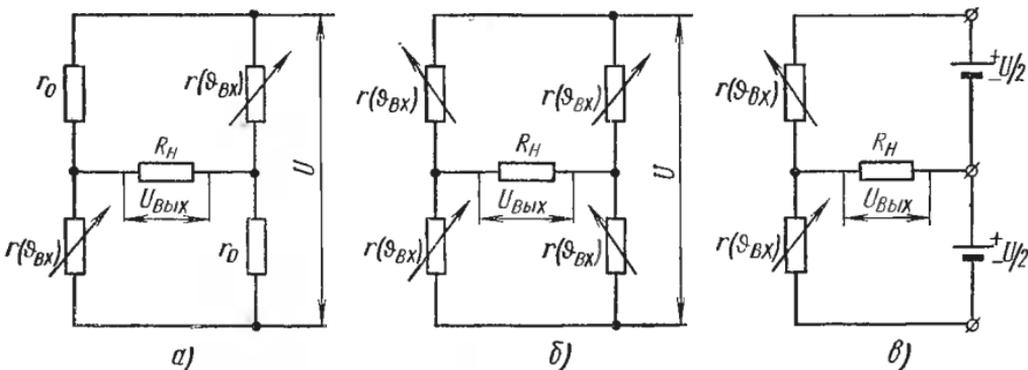


Рис. 49. Схемы с несколькими рабочими терморезисторами:

а — мостовая схема с двумя терморезисторами одного знака; б — мостовая схема с двумя парами терморезисторов противоположного знака; в — дифференциальная схема с двумя терморезисторами противоположного знака

пары терморезисторов с температурными коэффициентами противоположного знака, то плечи моста будут содержать только терморезисторы (рис. 49, б). Если два терморезистора с температурными коэффициентами разного знака включить в противоположные плечи дифференциальной схемы (рис. 49, в), то значительно повышается чувствительность (коэффициент усиления) схемы. Однако часто нестабильность характеристик терморезисторов вызывает увеличение нестабильности нуля.

При питании от переменного тока особенно удобной оказывается дифференциальная схема, которая позволяет использовать трансформатор с нулевой точкой (рис. 50, а). Разновидностью мостовой схемы переменного тока является дифференциально-мостовая схема с выходным трансформатором (рис. 50, б).

Терморезисторы, как правило, применяются для контроля температур не выше  $700\text{--}800^\circ\text{C}$ .

При контроле температуры терморезисторы обычно нагружают небольшими токами. Если через резистор пропускать более сильный ток, то и перегрев терморезистора по отношению к окружающей среде может стать значительным; при этом величина установившегося перегрева будет зависеть от коэффициента теплоотдачи поверхности терморезистора, а следовательно, и от скорости

движения контролируемой среды относительно терморезистора и от плотности среды. Это явление может быть использовано для устройства датчиков скорости жидкостей и газов (при неизменной температуре и плотности), плотности газов (при неизменной темпе-

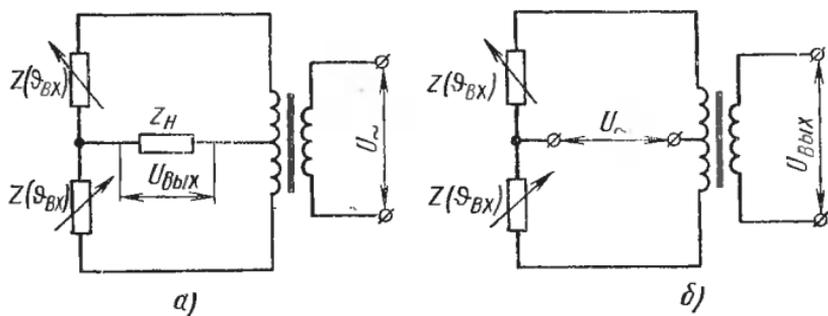


Рис. 50. Некоторые схемы с терморезисторами на переменном токе:

*а* — дифференциальная схема с двумя терморезисторами противоположного знака; *б* — мостовая схема с выходным дифференциальным трансформатором

ратуре и скорости) и т. д. Разница в коэффициентах теплоотдачи различных газов иногда позволяет применять подобные датчики для анализа газовой смеси.

Из всех видов терморезисторов наиболее перспективными являются полупроводниковые терморезисторы, которые иногда называют термисторами, а также устройства с *p-n*-переходами (диоды или триоды) и полупроводниковые тензорезисторы.

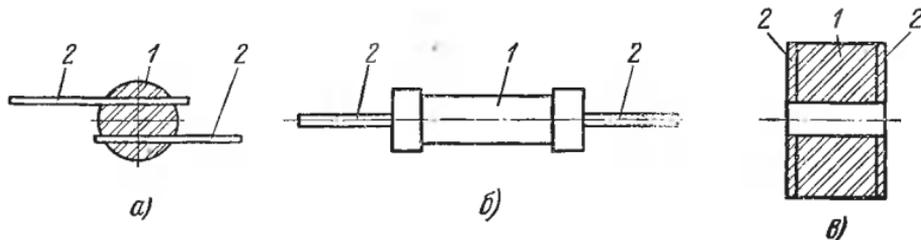


Рис. 51. Конструктивные формы полупроводниковых терморезисторов (термисторов):

*а* — шариковая (разрез); *б* — трубчатая; *в* — дисковая (разрез); с металлизацией торцевых поверхностей

Имеющиеся в настоящее время органические терморезисторы и, в частности, токопроводящие резины имеют более низкий температурный коэффициент.

ПТР конструктивно представляет собой шарик, трубку или диск *1* из полупроводникового материала (смесь окислов металлов, соединений металлов с углеродом, азотом и пр.) с металлическими выводами *2* (рис. 51). Для защиты от действия влаги ПТР покры-

вают слоем лака или стекла, а иногда даже помещают в закрытые стеклянные баллоны. Последнее, конечно, связано со значительным увеличением тепловой инерционности.

Абсолютное значение величины температурного коэффициента у ПТР может быть в десятки раз больше, чем у металлов. Очень существенно при этом, что температурный коэффициент ПТР имеет отрицательный знак (это является характерным свойством полупроводников).

Сопротивление ПТР уменьшается с ростом его температуры приблизительно по закону экспоненты:

$$r(\Theta) = r e^{-\alpha\Theta} = r \left( 1 - \alpha\Theta + \frac{\alpha^2\Theta^2}{2} - \dots \right), \quad (65)$$

где  $r$  — сопротивление ПТР при исходной температуре;  
 $\Theta$  — перегрев ПТР относительно исходной температуры;  
 $r(\Theta)$  — сопротивление ПТР с изменившейся температурой;  
 $\alpha$  — температурный коэффициент сопротивления.

Заметим, что сопротивление металлических термосопротивлений также меняется по близкому к экспоненте закону (с положительным показателем). Однако из-за малости коэффициента температурного сопротивления  $\alpha$  для сравнительно небольших перегревов обычно ограничиваются линейным членом разложения экспоненты в ряд Маклорена и полагают

$$r(\Theta) = r(1 + \alpha\Theta). \quad (66)$$

Это выражение пригодно и для органических терморезисторов.

#### 4. РАСЧЕТ ВОЛЬТ-АМПЕРНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ТЕРМОРЕЗИСТОРОВ

Для расчета элементов автоматики необходимо располагать характеристиками управляющих устройств, т. е. либо графиками вольт-амперных характеристик, либо параметрами аналитического выражения, аппроксимирующего эти характеристики.

В отличие от большинства других используемых в автоматике управляющих устройств вольт-амперные характеристики терморезисторов могут быть сравнительно просто и точно рассчитаны по их температурной зависимости, определяемой для активных терморезисторов выражениями (65) или (66). Это объясняется возможностью относительно просто рассчитать возникающий при протекании тока через терморезистор перегрев, который и является единственным физическим фактором, вызывающим нелинейность вольт-амперной характеристики.

Величину установившегося перегрева терморезистора можно определить путем решения уравнения теплового баланса для

установившегося режима, составляемого на основании закона сохранения энергии:

$$I^2 r(\Theta) = \eta_r S \Theta + B \Theta + \sigma_0 c S [(\vartheta_0 + \Theta)^4 - \vartheta_0^4], \quad (67)$$

- где  $I$  — эффективное значение силы тока, протекающего через терморезистор;
- $\Theta$  — перегрев терморезистора относительно окружающей среды;
- $r(\Theta)$  — величина сопротивления терморезистора как функция его перегрева;
- $S$  — площадь поверхности терморезистора, соприкасающаяся с окружающей средой;
- $\eta_r$  — коэффициент теплоотдачи поверхности;
- $B$  — тепловая проводимость крепежных деталей и подводящих проводов;
- $\sigma_0$  — константа излучения абсолютно черного тела, показывающая, какое количество энергии излучалось бы в аналогичных условиях единицей поверхности абсолютно черного тела;
- $c$  — коэффициент интегрального излучения поверхности терморезистора, показывающий степень уменьшения излучения с поверхности терморезистора по сравнению с поверхностью абсолютно черного тела.

Температура окружающей среды  $\vartheta_0$  при этом должна быть выражена в градусах абсолютной шкалы (в градусах Кельвина).

Левая часть уравнения представляет собой количество энергии, выделяемой в терморезисторе в единицу времени. Поскольку в установившемся режиме температура терморезистора не изменяется, правая часть уравнения должна определять количество тепла, отдаваемого терморезистором окружающей среде путем конвекции, теплопроводности и теплоизлучения.

Сколько-нибудь точное определение величины тепловой проводимости  $B$  в большинстве случаев оказывается весьма трудоемким, а величины перегрева  $\Theta$  относительно невелики и удельный вес члена, характеризующего отдачу тепла путем излучения, оказывается небольшим. Поэтому обычно уравнение теплового баланса (67) представляют в упрощенном виде:

$$I^2 r(\Theta) = \eta S \Theta, \quad (68)$$

где под  $\eta$  понимают обобщенный коэффициент теплоотдачи, определяемый экспериментально.

Ориентировочная величина обобщенного коэффициента теплоотдачи для воздушной среды у поверхности земли при отсутствии принудительного обдува составляет

$$\eta = 1,0 \cdot 10^{-3} \div 10,0 \cdot 10^{-3} \text{ вт}/(\text{см}^2 \cdot \text{град}).$$

Разумеется, замечания о коэффициенте теплоотдачи, сделанные в пояснениях к выражению (67), остаются справедливыми и в данном случае, и обобщенный коэффициент теплоотдачи можно считать постоянным только в первом приближении.

Для металлических резисторов, учитывая выражение температурной характеристики (66), уравнение теплового баланса получим в следующем виде:

$$I^2 r (1 + \alpha \Theta) = \eta S \Theta,$$

откуда

$$\Theta = \frac{r I^2}{\eta S - \alpha r I^2};$$

тогда аналитическое выражение вольт-амперной характеристики будет

$$U = I r (\Theta) = I r \left( 1 + \frac{\alpha r I^2}{\eta S - \alpha r I^2} \right) = \frac{\eta S r I}{\eta S - \alpha r I^2}. \quad (69)$$

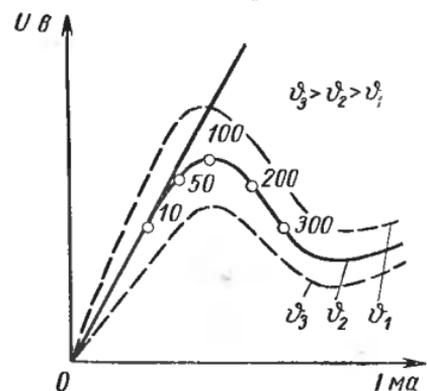


Рис. 52. Семейство вольт-амперных характеристик ПТР

Если изменения перегрева невелики, то и для ПТР можно ограничиться первыми двумя членами разложения экспоненты в ряд, т. е. представить выражение (65) в виде

$$r(\Theta) = r(1 - \alpha \Theta)$$

и тогда вольт-амперная характеристика ПТР будет иметь вид выражения (69), отличаясь лишь знаком второго члена в знаменателе.

Если диапазон изменения перегрева достаточно велик, то уравнение теплового баланса ПТР должно быть представлено в виде

$$I^2 r e^{-\alpha \Theta} = \eta S \Theta, \quad (70)$$

т. е. приходим к трансцендентному уравнению.

Сопротивление ПТР очень сильно зависит от температуры и от величины протекающего по нему тока. Вольт-амперная характеристика ПТР (рис. 52) поэтому резко нелинейна и, что очень существенно, благодаря отрицательному температурному коэффициенту может иметь участок с отрицательным наклоном (участок справа от максимума).

Вследствие уменьшения сопротивления ПТР с повышением температуры вольт-амперная характеристика для более высокой температуры окружающей среды  $\vartheta_3$  будет расположена ниже вольт-амперной характеристики при  $\vartheta_2$ . Характеристика для более низкой температуры  $\vartheta_1$  будет расположена выше.

При малых токах уравнение этого семейства для небольшого диапазона изменения температур среды можно записать в очень простом виде:

$$U = r [1 - \alpha (\vartheta_{сн} - \vartheta_с)] I, \quad (71)$$

где  $\vartheta_с$  — температура среды, соответствующая данной характеристике;  
 $\vartheta_{сн}$  — температура среды, соответствующая сопротивлению ПТР, равному  $r$ .

## 5. РАСЧЕТ СТАТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ДАТЧИКОВ И РЕЛЕ НА ТЕРМОРЕЗИСТОРАХ

Расчет датчиков на терморезисторах сводится к расчету схем типа, показанного на рис. 48—50 и др.

Если терморезисторы нагружены малым током и их вольт-амперные характеристики соответствуют виду выражения (66), то это означает, что при расчете схем терморезисторы могут рассматриваться как линейные сопротивления.

Для большего диапазона токов вольт-амперные характеристики терморезисторов становятся нелинейными и расчет схем усложняется. Убедимся в этом на примере схемы (рис. 48, а) для полупроводникового терморезистора. На основании закона Кирхгофа имеем

$$U = U_{вх} + U_T, \quad (72)$$

где 
$$U_{вх} = IR_n; \quad (73)$$

$$U_T = f(I). \quad (74)$$

Последнее уравнение представляет собой записанное в общем виде аналитическое выражение вольт-амперной характеристики терморезистора при заданной температуре среды.

Если вольт-амперную характеристику ПТР можно представить в виде выражения (69), то уравнение (72) примет вид

$$U = IR_n + \frac{\eta S r I}{\eta S + \alpha r I^2},$$

что приводит к уравнению третьей степени относительно тока.

Еще более сложным становится решение, если температурная характеристика ПТР должна быть представлена в виде выражения (65). В этих случаях гораздо целесообразнее решать систему уравнений (72)—(74) графическими методами расчета электрических цепей с нелинейными резисторами.

Для графического расчета схемы, приведенной на рис. 48, а, необходимо располагать графиком семейства вольт-амперных характеристик данного ПТР (рис. 53, а), т. е. характеристиками управляющего устройства. На оси абсцисс от начала координат откладывается отрезок, соответствующий величине напряжения

источника питания  $U$ , а от конца этого отрезка под углом  $\alpha = \arctg R_H$  к отрицательному направлению оси абсцисс проводится прямая, наклон которой характеризует величину сопротивления нагрузки. Точки пересечения этой прямой с соответствующими кривыми семейства вольт-амперных характеристик и определяют величины тока в схеме при соответствующих значениях температуры окружающей среды.

Таким образом, расчет датчиков на терморезисторах сводится к согласованию характеристики нагрузки и управляющего устрой-

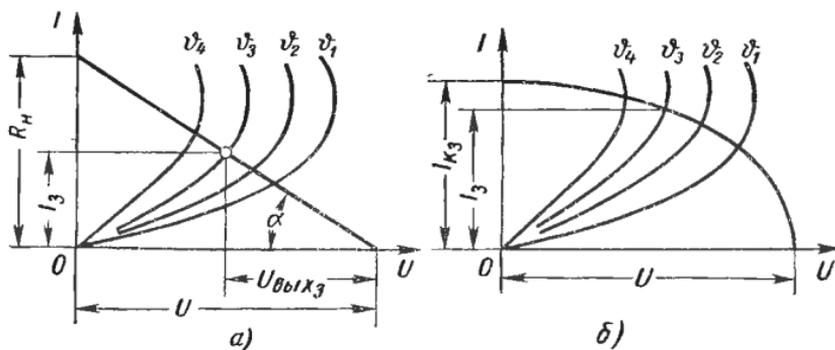


Рис. 53. К расчету схемы, изображенной на рис. 48, а:

а — активная нагрузка; б — реактивная нагрузка

ства (семейства вольт-амперных характеристик терморезистора) так, чтобы точки пересечения их являлись точками устойчивого положения равновесия (см. гл. II и рис. 19). Это позволяет обеспечить непрерывную статическую характеристику.

Для случая, когда схема, изображенная на рис. 48, а, питается от источника переменного тока, а сопротивление нагрузки имеет чисто реактивный характер, вместо уравнения (72) будем иметь

$$U^2 = U_{\text{вылх}}^2 + U_T^2,$$

а вместо (73)

$$U_{\text{вылх}} = I X_H,$$

что приводит к уравнению

$$U^2 = I^2 X_H^2 + U_T^2. \quad (75)$$

Назовем током короткого замыкания  $I_{\text{кз}}$  условное значение тока в схеме, которое возникло бы при сопротивлении ПТР, равном нулю. Тогда

$$I_{\text{кз}} = \frac{U}{X_H}.$$

Используя значение  $I_{\text{кз}}$ , нетрудно привести выражение (75) к следующему виду:

$$\frac{U_T^2}{U^2} + \frac{I^2}{I_{\text{кз}}^2} = 1. \quad (76)$$

Это — каноническое уравнение эллипса с центром в начале координат и полуосями  $U$  и  $I_{кз}$ . Переменным  $U_T$  и  $I$  геометрически соответствуют текущие координаты эллипса.

В данном случае вследствие сдвига фаз между падениями напряжений на ПТР и нагрузке линия нагрузки представляет собой не прямую, а эллипс. Ток в схеме, как и ранее, определится точками пересечения эллипса нагрузки с вольт-амперными характеристиками ПТР (рис. 53, б).

Заметим, что приведенный выше метод анализа установившихся режимов справедлив для цепей переменного тока только при постоянных времени ПТР, существенно превышающих длительность полупериода питающего напряжения. Иначе необходимо учитывать возникающие искажения формы тока (так как сопротивление терморезистора будет заметно меняться при изменениях мгновенных значений тока), а также фазовые запаздывания, обусловленные температурной инерционностью ПТР.

Наличие падающего участка на характеристике ПТР дает возможность не только использовать ПТР в пропорциональных режимах, но и создавать релейный эффект в цепях с ПТР. Для наглядности рассмотрим возникновение релейного эффекта на примере той же схемы (рис. 48, а); для этого используем построения, приведенные на рис. 19.

Из графика (рис. 19, а) видно, что до некоторого значения температуры ее увеличение вызывает плавное увеличение тока в цепи, так как каждому новому значению температуры соответствует одна новая точка равновесия схемы, которая является устойчивой. По достижении некоторой температуры  $\vartheta_2$  ток скачком возрастает от значения  $I'_3$  до значения  $I''_3$ , так как положение  $I'_3$  является неустойчивым. В реальных схемах новое значение тока и соответственно выходного напряжения может быть в десятки раз больше предшествующего, т. е. имеет место резко выраженный релейный эффект.

Статическая характеристика схемы показана на рис. 19, б. Гистерезисная петля получается при последующем понижении окружающей температуры, причем температура  $\vartheta_2$  является температурой срабатывания, а температура  $\vartheta_1$  — температурой отпущения. Тот факт, что статическая характеристика схемы получается несколько «размытой» по сравнению с типичной релейной характеристикой (рис. 5, б), обычно не имеет существенного значения, и при анализе нелинейных систем чаще всего реальные релейные характеристики идеализируют, т. е. сводят их к виду рис. 5, б.

Из рис. 19, а следует, что условием возникновения релейного эффекта является касание характеристик в точке, где

$$|-r_i| = R_{н}, \quad (77)$$

где  $r_i$  — дифференциальное сопротивление ПТР.

Это значит, что в рассматриваемой схеме релейный эффект можно получить не только путем изменения окружающей температуры, но также путем изменения величины сопротивления нагрузки  $R_n$  или даже путем изменения величины питающего напряжения  $U$ .

Условие (77) нужно рассматривать не только применительно к цепям с ПТР, а как более общее условие возникновения релейного эффекта в нелинейных цепях. Нелинейное сопротивление при этом должно иметь многозначную вольт-амперную характеристику.

## 6. ДИНАМИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ ДАТЧИКОВ И РЕЛЕ НА ТЕРМОРЕЗИСТОРАХ

Динамические параметры датчиков и реле на терморезисторах в отличие от большинства других типов датчиков и реле могут быть рассчитаны сравнительно точно, поскольку их инерционность вызывается только явлениями нагрева и охлаждения терморезисторов.

Для области малых токов и небольших перегревов, соответствующих вольт-амперной характеристике вида (71), терморезисторы могут замещаться аperiodическими звеньями вида

$$(Tp + 1) \Delta r_{вых} = K\Theta_{ex}, \quad (78)$$

где  $\Theta_{ex}$  — перегрев относительно исходной температуры;  
 $\Delta r_{вых}$  — приращение сопротивления;  
 $K = ar$  — передаточный коэффициент;  
 $T$  — постоянная времени, определяемая выражением (63).

Для более значительных токов и перегревов величина сопротивления терморезисторов, в особенности ПТР, меняется очень сильно, и при единичном воздействии процесс нагревания и охлаждения будет сильно отличаться от экспоненты, соответствующей нагреванию или охлаждению обесточенного ПТР или ПТР, нагружаемого малыми токами. Это существенно усложняет расчет подобных схем.

Установим соотношения, необходимые для определения зависимости перегрева ПТР от времени <sup>1</sup> в случае подключения схемы (рис. 48, а) к напряжению  $U$  при неизменных температуре и состоянии окружающей среды. Пусть при этом начальный перегрев ПТР равен нулю, т. е.  $\Theta = 0$  при  $t = 0$ .

Для решения этой задачи нужно исходить из уравнения теплового баланса для переходного процесса, которое в этом случае

<sup>1</sup> Зная зависимость  $\Theta = f(t)$ , можно определить и зависимость  $I = f(t)$ , а также все иные необходимые функциональные зависимости для переходного процесса.

должно быть записано в дифференциальной форме. В отличие от выражения (68) упрощенное уравнение в данном случае будет иметь вид

$$I^2 r(\Theta) dt = C d\Theta + \eta S \Theta dt, \quad (79)$$

где  $C$  — теплоемкость ПТР.

Левая часть уравнения представляет собой количество энергии, подводимой к ПТР за промежуток времени  $dt$ . Первый член правой части характеризует энергию, идущую на повышение температуры ПТР, а второй — энергию, рассеиваемую ПТР в окружающее пространство за тот же промежуток времени.

Ток в цепи

$$I = \frac{U}{R_H + r(\Theta)}.$$

Тогда для этой схемы уравнение теплового баланса примет вид

$$\frac{U^2 r(\Theta)}{[R_H + r(\Theta)]^2} dt = C d\Theta + \eta S \Theta dt. \quad (80)$$

Прибегая к аппроксимации вида (71), будем иметь

$$\frac{U^2 r(1 - \alpha\Theta)}{[R_H + r(1 - \alpha\Theta)]^2} dt = C d\Theta + \eta S \Theta dt.$$

После разделения переменных приходим к уравнению

$$t = \int_0^{\Theta} \frac{C [R_H + r(1 - \alpha\Theta)]^2}{U^2 r(1 - \alpha\Theta) - \eta S \Theta [R_H + r(1 - \alpha\Theta)]^2} d\Theta,$$

которое может быть решено методом разложения на элементарные дроби; для этого достаточно найти корни знаменателя правого подынтегрального выражения.

Если применять экспоненциальную аппроксимацию вида (65), то получим уравнение

$$t = \int_0^{\Theta} \frac{C (R_H + r e^{-\alpha\Theta})^2}{U^2 r e^{-\alpha\Theta} - \eta S \Theta (R_H + r e^{-\alpha\Theta})^2} d\Theta,$$

которое может быть решено уже более сложными приемами.

В принципе уже установлено, что при решении подобных уравнений можно использовать приближенные аналитические и графоаналитические методы, включая специальные методы, разработанные для анализа нелинейных систем автоматического регулирования (метод фазовой плоскости, разностные методы и т. д.), либо решения надо выполнять на вычислительных машинах.

В настоящее время большое распространение имеют графо-аналитические методы. Наибольшей простотой и наглядностью обладает метод чл.-корр. АН СССР Б. С. Сотскова. По этому методу уравнение (80) приводится к виду

$$t = \int_0^{\Theta} \frac{C [R_H + r(\Theta)]^2}{U^2 r(\Theta) - \eta S \Theta [R_H + r(\Theta)]^2} d\Theta.$$

Затем строится график функции

$$\psi(\Theta) = \frac{C [R_H + r(\Theta)]^2}{U^2 r(\Theta) - \eta S \Theta [R_H + r(\Theta)]^2},$$

причем удобнее пользоваться не аппроксимирующими выражениями, а непосредственно графиком температурной характеристики. Пользуясь графиком  $\psi(\Theta)$ , по соответствующей площади легко найти значение интеграла, а следовательно, и искомую зависимость перегрева от времени.

## ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПЕРЕМЕЩЕНИЯ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СИГНАЛЫ

### 1. ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА КОНТАКТОВ

Электрическим контактом называется конструктивный узел (разъемное соединение), с помощью которого соединяются два или несколько проводников электрической цепи.

Различают три вида контактных соединений:

- 1) неподвижные, или жесткие (под винт, болт и пр.);
- 2) скользящие (в проволочных реостатах, на коллекторе и кольцах электрических машин и пр.);
- 3) подвижные, или разрывные (замыкающиеся и размыкающиеся).

Обычно подвижные контактные соединения называют просто контактами. При этом различают разомкнутые, замкнутые и переключающие контакты (рис. 54).

Контакт 1 является подвижным, контакт 2 неподвижен и расположен на более жесткой пружине 4. Перемещение подвижного контакта происходит под действием толкателя 5, преодолевающего сопротивление контактной пружины 3.

Нереверсивная схема, управляющим устройством в которой являются контакты, чаще всего соответствует схеме, приведенной на рис. 3, б. Согласно этой схеме контакты включаются последовательно с нагрузкой и источником вспомогательной энергии (рис. 58). При этом в результате перемещения подвижного контакта замыкание и размыкание контактов всегда сопровождается резким изменением тока в нагрузке и падением напряжения на ней. Таким образом, устройство контактов по своему принципу приводит к типично релейному характеру преобразования перемещения в изменение электрической величины. В автоматике контакты чаще всего замыкаются и размыкаются с помощью электромагнитов и являются составной частью электромагнитных реле (см. гл. VII).

Условия работы контактов прежде всего определяются величиной напряжения в сети, мощностью и характером (активная,

индуктивной или емкостной) нагрузки, а также частотой коммутации — числом включений и отключений в единицу времени. Работа контактов сильно зависит и от плотности воздуха.

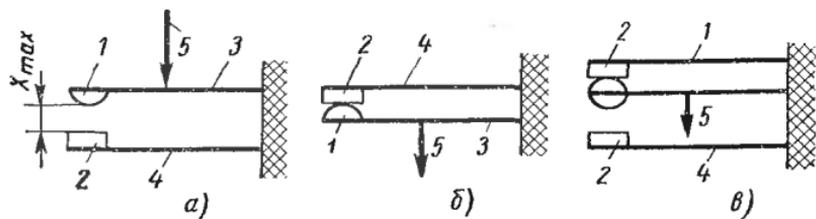


Рис. 54. Упрощенная конструктивная схема маломощного контактного устройства:

*а* — с разомкнутым; *б* — с замкнутым и *в* — с переключающимися контактами; 1 — подвижный контакт (полусфера); 2 — неподвижный контакт (цилиндр); 3 и 4 — плоские пружины подвижного и неподвижного контактов; 5 — толкатель, действующий на контакт

В свою очередь, условия работы контактов определяют их конструктивное исполнение, которое отличается большим разнообразием. Конструкцию контактов характеризуют следующие данные:

1. Форма контактных поверхностей (рис. 55). Для малых токов (не выше 2—3 *а*) применяется точечная форма, для более сильных токов — обычно плоскостная или линейная.

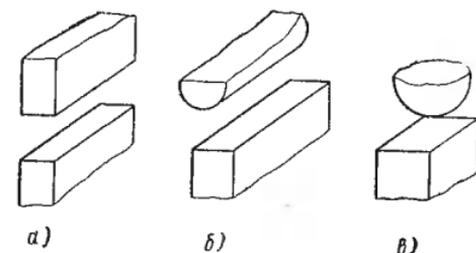


Рис. 55. Форма контактных поверхностей:

*а* — плоскостная; *б* — линейная; *в* — точечная

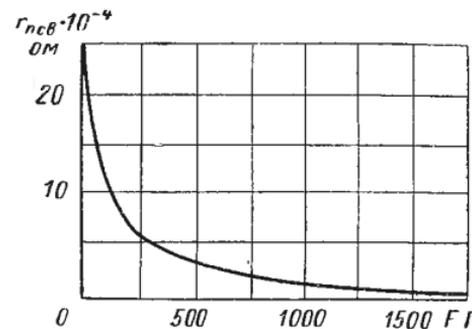


Рис. 56. Зависимость переходного сопротивления от усилия для серебряных свежезачищенных контактов (площадь около 50 мм<sup>2</sup>)

2. Материал контактирующих поверхностей. Для маломощных контактов используется серебро, золото, платина и их сплавы с иридием и другими металлами, а также вольфрам. Вольфрам обладает повышенной тугоплавкостью и твердостью, что делает его особо пригодным для повышенных частот включения, так как он хорошо противостоит электрическому и механическому износу. Однако на вольфрамовых контактах образуется плохо проводящая оксидная пленка, которая при малых контактных давлениях и

малых напряжениях (порядка нескольких вольт) может нарушить работу контактов.

Для средних токов применяется в основном серебро, при повышенных частотах включения — металлокерамика.

Медь применяется только для самых мощных контактов с большой силой контактного усилия, обеспечивающей самозачистку контактных поверхностей от плохопроводящего слоя окисла.

3. Контактное усилие, которое определяет полную силу нажатия одного контакта на другой. При выбранном материале от величины контактного усилия зависит значение переходного сопротивления, т. е. сопротивления в месте соприкосновения контактных поверхностей.

Переходное сопротивление резко уменьшается при увеличении контактного усилия, так как увеличение контактного усилия приводит к смятию контактирующих элементарных выступов.

На рис. 56 показана экспериментально снятая зависимость переходного сопротивления серебряных свежезачищенных контактов от контактного усилия. Такого рода зависимость часто аппроксимируют следующим выражением:

$$r_{n\text{ св}} = \frac{K}{Fm}, \quad (81)$$

где  $K$  — коэффициент, зависящий от рода материала, способа обработки и состояния поверхности контактов;

$F$  — контактное усилие;

$m$  — безразмерный коэффициент, зависящий от формы контактов и имеющий значения от 0,5 (точечные контакты) до 1,0 (плоскостные).

Необходимо учитывать, что переходное сопротивление может резко возрастать при окислении контактных поверхностей и поэтому следует брать

$$r_n = K_{ок} r_{n\text{ св}},$$

где  $r_{n\text{ св}}$  — переходное сопротивление свежезачищенного контакта определенное экспериментально или из выражения (81);

$r_n$  — переходное сопротивление контакта в условиях эксплуатации;

$K_{ок}$  — коэффициент окисления материалов: для серебра  $K_{ок} = 2 \div 3$ , для меди  $K_{ок} = 100 \div 1000$ .

4. Размеры контактов должны обеспечивать отвод выделяющегося тепла и ограничивать температуру контактов допустимыми пределами. Очевидно, что увеличение размеров контактов позволяет снизить величину контактного усилия, но увеличение массы контактов способствует их вибрации при включении (см. ниже).

5. Провал контактов, которым называют расстояние, на которое перемещается подвижный контакт после соприкосновения контактов, определяет допустимый износ контактных поверхностей, а также вибрацию контактов при включении.

Провал контактов в зависимости от их мощности выбирается в пределах от десятых долей миллиметра до 2—3 мм и более.

6. Контактный раствор (или зазор) — это расстояние, которое образуется между контактными поверхностями при их полном расхождении. Расхождение контактов, как правило, связано с возникновением электрических разрядов в виде искры или дуги. При этом прежде всего необходимо обеспечить погасание дуги, т. е. коммутируемая цепь должна разрываться. Кроме того, искры и дуги сильно сокращают срок службы контактов и поэтому обычно принимают меры для предотвращения их образования или меры по уменьшению их вредного действия.

## 2. ИСКРООБРАЗОВАНИЕ И ДУГООБРАЗОВАНИЕ НА КОНТАКТАХ

При достаточно низких значениях тока разряд будет иметь форму искры и не перейдет в дугу. Однако для возникновения искры необходимо, чтобы напряжение на контактах, хотя бы очень кратковременно, достигло некоторого значения, называемого напряжением зажигания  $U_z$  (которое значительно больше  $U_0$ ).

Напряжение зажигания зависит от материала контактов и их температуры, а также является некоторой функцией произведения давления воздуха на величину контактного раствора, т. е.

$$U_z = f(pX),$$

где  $p$  — давление воздуха (газа);

$X$  — контактный раствор.

График этой зависимости часто называют кривой зажигания искры. Кривая зажигания искры для холодных медных контактов приведена на рис. 57. Наличие определенного минимума  $U_{z \min}$  у этой кривой объясняется тем, что при малых давлениях длина свободного пробега будет большой, но число соударений невелико и этим ионизация затруднена, а при больших давлениях и число соударений велико, но мала длина свободного пробега, что также затрудняет ионизацию. Оптимальные условия будут соответствовать некоторому промежуточному давлению.

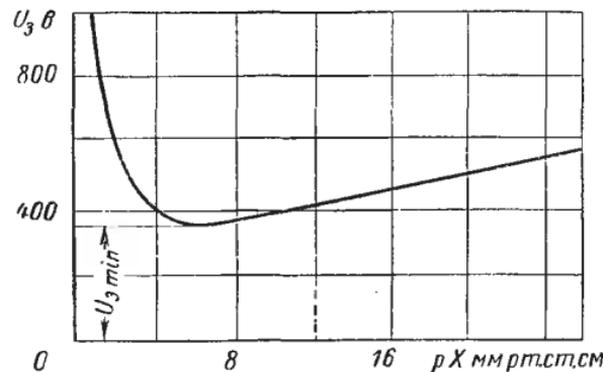


Рис. 57. Кривая зажигания искры для холодных медных контактов

Форма кривой зажигания и свидетельствует о целесообразности работы контактов в области малых значений  $pX$ , где напряжение зажигания значительно выше. Этим объясняется применение так называемых вакуумных контактов.

Из графика, показанного на рис. 57, следует, что напряжение  $U_a$  выше большинства номиналов напряжений бортовой сети постоянного тока. Однако на практике явление искрообразования наблюдается во всех без исключения сетях, что объясняется повышением напряжения на контактах в процессе коммутации по

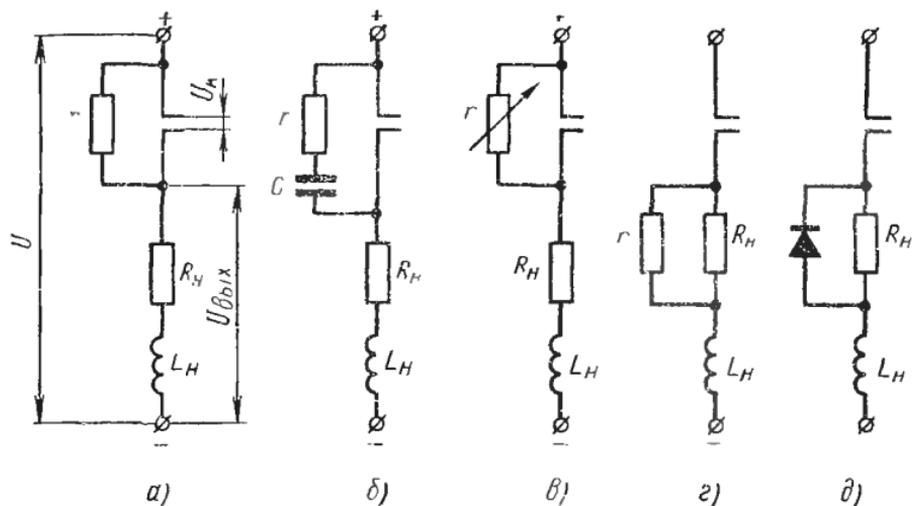


Рис. 58. Искрогасительные схемы:

*a* — с резистором; *б* — с конденсатором; *в* — с нелинейным резистором; *г* — с резистором, шунтирующим нагрузку; *д* — с вентилем, шунтирующим нагрузку

сравнению с номинальным напряжением цепи. Поэтому меры борьбы с искрообразованием сводятся к применению специальных схем, уменьшающих коммутационные напряжения на контактах до значений, меньших напряжения зажигания. Примеры таких схем даны на рис. 58.

На схеме, изображенной на рис. 58, *a*, параллельно контактам включен резистор с сопротивлением  $r$ , способствующий отводу энергии, запасенной в индуктивности нагрузки  $L_n$  к началу коммутации. Недостатком схемы является прохождение тока по нагрузке при отключенных контактах. Этот недостаток устраняется в несколько более сложной, но очень распространенной схеме (рис. 58, *б*) с применением конденсатора  $C$ . Резистор  $r$  необходим в этом случае для ограничения тока разряда конденсатора с целью защиты и самого конденсатора и контактов при последующем замыкании контактов. Получение «экономичной» искрогасительной схемы иногда решается путем применения нелинейных активных резисторов (из вилита, тирита), резко уменьшающих свое сопротивление на время повышения напряжения на контактах (рис. 58, *в*).

В некоторых схемах рассеивание запасенной в индуктивности нагрузки энергии достигается шунтированием самой нагрузки резистором или диодом, как это показано на рис. 58, *г* и *д*. Последняя схема является более экономичной, так как ток через диод проходит только в режиме коммутации при образовании на индуктивности нагрузки противо-э. д. с. знака, обратного сетевому напряжению.

Рассмотренные способы борьбы с искрением позволяют как полностью предотвратить искрообразование, так и уменьшить его интенсивность. В принципе эти меры схемного характера могут быть использованы и для борьбы с образованием дуги. Однако дуги возникают в относительно мощных цепях, для которых схемные способы оказываются слишком дорогими и громоздкими. Для целей дугогашения применяются меры конструктивного характера, которые лишь облегчают гашение уже возникшей дуги, но не могут предотвратить ее возникновение.

Для гашения дуги наиболее часто применяются следующие конструктивные меры: увеличение контактного раствора и увеличение скорости расхождения контактов; применение дугогасящих камер и деионных решеток; искусственное увеличение скорости движения дуги и ее длины с помощью магнитного дутья.

### 3. ПОТЕНЦИОМЕТРИЧЕСКИЕ ДАТЧИКИ (ПРОВОЛОЧНЫЕ ПОТЕНЦИОМЕТРЫ)

Реостаты с ползунком, применяемые в автоматике для преобразования перемещений в электрическое напряжение, называют потенциометрами, или потенциометрическими датчиками. Это название объясняется тем, что в простейшем случае такие реостаты включаются по схеме (рис. 59, *а*), соответствующей известному потенциометрическому методу измерений. Последовательное включение потенциометров с нагрузочным сопротивлением практически не применяется из-за большой нелинейности статической характеристики схемы, т. е. зависимости выходного напряжения  $U_{вых}$  от перемещения ползунка  $X_{ох}$ .

Так, для схемы, приведенной на рис. 59, *а*, эта зависимость будет практически линейной (кривая 1 на рис. 59, *б*) только при условии, что

$$R_n \gg r_0, \quad (82)$$

где  $r_0$  — сопротивление самого потенциометра. При несоблюдении этого условия будет сказываться шунтирующее действие нагрузки и статическая характеристика схемы будет иметь вид кривой 2 на рис. 59, *б*.

Таким образом, статическая характеристика потенциометра всегда имеет вид плавной кривой и потенциометрические устройства относятся к категории датчиков.

При активной нагрузке потенциометр практически безынерционен, т. е.

$$U_{\text{вых}} = KX_{\text{вых}};$$

при значительной емкости или индуктивности нагрузки в схеме будут иметь место переходные процессы.

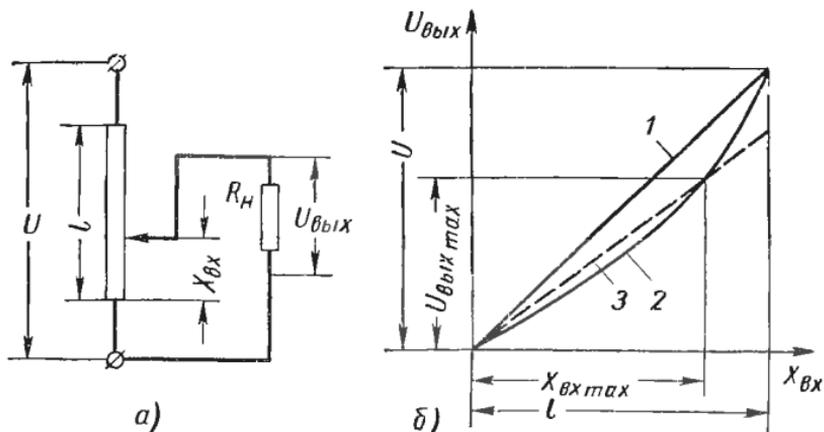


Рис. 59. Схема включения потенциометра:

*a* — неперверсивная схема; *б* — ее статические характеристики; 1 — характеристика ненагруженного потенциометра; 2 — характеристика потенциометра с нагрузкой; 3 — линеаризованная характеристика нагруженного потенциометра

Наиболее распространена так называемая тороидальная форма каркасов потенциометров, приведенная на рис. 60. Благодаря малому радиусу ползунка такая форма позволяет снизить до минимума момент, необходимый для перемещения ползунка. Каркас потенциометра выполняют пластмассовым, керамическим или алюминиевым с оксидированной поверхностью. Для обмоток используются сплавы с большим удельным сопротивлением и малым температурным коэффициентом сопротивления (нихром, специальные сплавы платины и пр.). Диаметр проволоки обычно весьма мал: до сотых долей миллиметра. Это необходимо для уменьшения неизбежной ступенчатости характеристики, возникающей вследствие дискретного изменения сопротивления при перемещении ползунка с витка на виток. Контактующая с обмоткой часть ползунка выполняется из серебра, сплавов платины с бериллием и др. Контактное давление для уменьшения усилий делается очень небольшим: до десятых долей грамма. Для предотвращения окис-

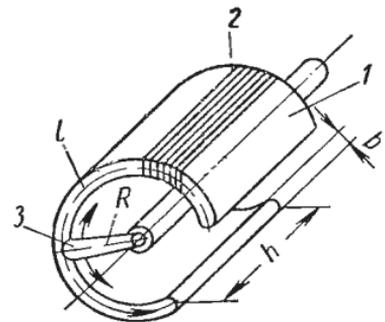


Рис. 60. Устройство потенциометра с тороидальным каркасом:

1 — каркас; 2 — обмотка; 3 — ползунки

ления контактных поверхностей и улучшение отвода тепла потенциометры иногда герметизируют, заполняя полость инертными газами или водородом.

Схема, приведенная на рис. 59, *а*, является нереверсивной, так как при любом положении ползунка знак выходного напряжения или его фаза не меняются.

Различные варианты двухтактных (реверсивных) схем включения потенциометров представлены на рис. 61. Возможность уравновешивания схемы с помощью ползунка делает ненужным применение постоянных сопротивлений в дифференциальной схеме (рис. 61, *а*) и мостовой схеме с двумя потенциометрами (рис. 61, *б*).

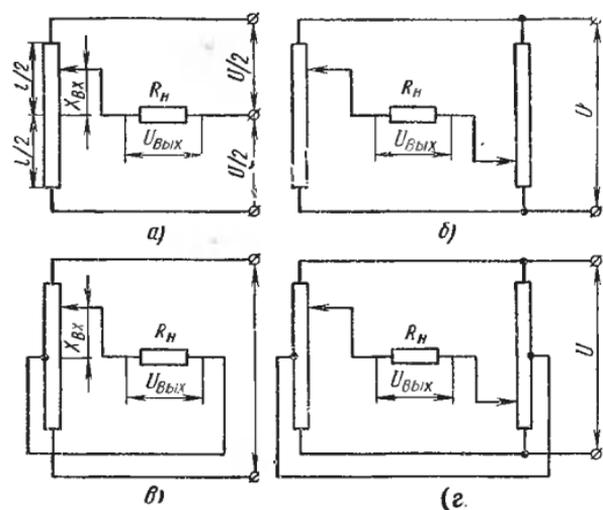


Рис. 61. Реверсивные схемы включения потенциометров:

*а* — дифференциальная; *б* — мостовая с двумя потенциометрами; *в* — простейшая; *г* — мостовая с двумя потенциометрами и дополнительными контактами

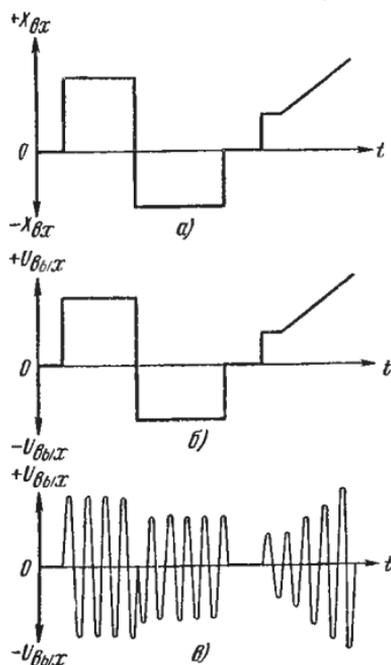


Рис. 62. Изменение мгновенных значений выходного напряжения для потенциометров, приведенных на рис. 61:

*а* — перемещения ползунка; *б* — выходное напряжение при питании постоянным током; *в* — выходное напряжение при питании переменным током

Возможность осуществления второго (постоянного) контакта с витками потенциометра приводит к предельно простой реверсивной схеме (рис. 61, *в*), не применимой, очевидно, для других типов управляющих устройств элементов (см., например, схемы на рис. 48). Заметим, что в варианте с двумя потенциометрами лучшие результаты дает схема, изображенная на рис. 61, *г* с двумя дополнительными соединенными между собой постоянными контактами. Это объясняется тем, что при нулевом положении ползунка выходные сопротивления этих схем равны нулю и потому для малых отклонений ползунка они дают линейную статическую характе-

ристку, мало зависящую от величин нагрузки. По той же причине эти схемы дают и более высокий к. п. д.

Основным недостатком потенциометрических датчиков является наличие скользящего контакта, снижающего надежность работы. Достоинства потенциометров заключаются в конструктивной простоте, небольших габаритах и весе, а также в возможности питания как постоянным, так и переменным током.

Характер зависимости мгновенных значений выходного напряжения  $U_{вых}$  от перемещения ползунка  $X_{ex}$  для неагруженных двухтактных схем (статическая характеристика этих схем соответствует рис. 5, в) при питании их постоянным и переменным током показан на рис. 62. В случае питания переменным током перемещению пропорциональна величина огибающей выходного напряжения, а изменение знака перемещения, т. е. знака отклонения положения ползунка относительно нулевого его положения, сопровождается изменением фазы выходного напряжения на  $180^\circ$ . Переменное напряжение, получаемое от источника питания схемы, оказывается промодулированным входным сигналом — перемещением.

#### 4. РАСЧЕТ ПОТЕНЦИОМЕТРИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ

При расчете потенциометрических датчиков применительно к условиям их работы в системах автоматического регулирования обычно требуется определить статическую характеристику и температуру обмотки.

Найдем уравнение статической характеристики  $U_{вых} = f(X_{ex})$  для схемы, приведенной на рис. 61, в, полагая, что потенциометр является линейным, т. е. все его витки имеют одинаковую длину.

Составим эквивалентную схему (рис. 63) и определим общее сопротивление цепи  $r_э$  относительно входных зажимов, обозначив полное сопротивление самого потенциометра  $r_0$ :

$$r_э = \frac{r_0}{2} + \frac{R_H \frac{r_0 X_{ex}}{l}}{R_H + \frac{r_0 X_{ex}}{l}} + \left( \frac{r_0}{2} - \frac{r_0 X_{ex}}{l} \right) = \frac{r_0 (R_H l^2 + r_0 l X_{ex} - r_0 X_{ex}^2)}{l (R_H l + r_0 X_{ex})}$$

Отсюда общий ток цепи

$$I = \frac{U}{r_э} = \frac{Ul (R_H l + r_0 X_{ex})}{r_0 (R_H l^2 + r_0 l X_{ex} - r_0 X_{ex}^2)}, \quad (83)$$

а выходное напряжение в предположении, что источник, питающий цепь, обладает нулевым внутренним сопротивлением,

$$U_{вых} = I \frac{\frac{r_0 X_{ex}}{l} R_H}{\frac{r_0 X_{ex}}{l} + R_H} = \frac{Ul R_H X_{ex}}{R_H l^2 + r_0 X_{ex} (l - X_{ex})}. \quad (84)$$

Зависимость  $U_{\text{вых}} = f(X_{\text{вх}})$  изображена на рис. 64 (кривая 2).

При  $X_{\text{вх}} = X_{\text{вх max}} = \frac{l}{2}$

$$U_{\text{вых max}} = \frac{UR_N}{2R_N + 0,5r_0} \quad (85)$$

Представив выражение (84) в виде

$$U_{\text{вых}} = \frac{UlX_{\text{вх}}}{l^2 + \frac{r_0X_{\text{вх}}}{R_N}(l - X_{\text{вх}})},$$

заметим, что при соблюдении условия (82) второй член знаменателя будет значительно меньше первого и им можно пренебречь. В этом случае выражение (84) приводится к виду

$$U'_{\text{вых}} = \frac{U}{l} X_{\text{вх}}, \quad (86)$$

и зависимость  $U'_{\text{вых}} = f(X_{\text{вх}})$  есть прямая, проведенная из начала координат под углом  $\beta = \text{arctg} \frac{U}{l}$  (кривая 1). Практически выражение (86) дает достаточно точные результаты уже при соотношении  $R_N > (8 \div 10) r_0$ .

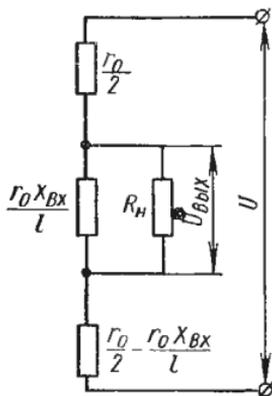


Рис. 63. Эквивалентная схема потенциометра, включенного по схеме, изображенной на рис. 61, в

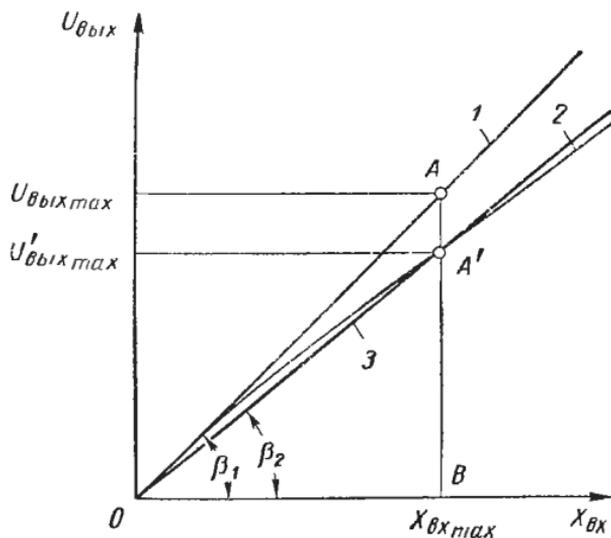


Рис. 64. Статические характеристики линейного потенциометра, включенного по схеме, показанной на рис. 61, в:

1 — ненагруженный потенциометр; 2 — потенциометр с нагрузкой; 3 — линейризованная характеристика нагруженного потенциометра

В некоторых случаях, когда вероятные отклонения ползунка в процессе работы системы автоматического регулирования достаточно велики, большую точность может дать линейризация статической характеристики методом секущей. Секущая 3 проводится из начала координат в точку  $A'$  с координатами  $(X_{\text{вх max}},$

$U'_{\text{вых}_{\text{max}}}$ ), соответствующую наиболее вероятному максимальному отклонению ползунка. В этом случае

$$U'_{\text{вых}} = K' X_{\text{вх}}; \beta_2 = \text{arctg } K',$$

где

$$K' = \frac{U'_{\text{вых}_{\text{max}}}}{X_{\text{вх}_{\text{max}}}}. \quad (87)$$

Предполагая, что ток нагрузки достаточно мал, а температурный коэффициент сопротивления провода незначителен, перегрев обмотки можно найти из уравнения теплового баланса (68), которое в данном случае должно быть написано в виде

$$\frac{U^2}{r_0} = \eta S \Theta. \quad (88)$$

При выборе допустимой температуры обмотки потенциометра этот вопрос необходимо рассмотреть с двух точек зрения: работы скользящего контакта и возникающих в обмотке механических напряжений.

Желательно, чтобы температура контактных поверхностей не превышала  $200^\circ \text{C}$ , так как при более высоких температурах для многих материалов начинается интенсивное окисление.

Надежное контактирование можно обеспечить только в результате правильного выбора натяжения проволоки в процессе намотки. Для этого, помимо конструктивных данных потенциометра, необходимо знать минимально возможную и максимально возможную температуру его обмотки и каркаса.

Для определения конструктивных размеров потенциометра рекомендуется следующая последовательность расчета, которая будет дана для тороидальной конструкции каркаса (см. рис. 60), включенного по схеме, приведенной на рис. 61, в.

Будем полагать, что заданы:

максимальная величина входного перемещения в одну сторону  $\alpha_{\text{вх}_{\text{max}}}$  рад; чувствительность  $K$ ; допустимый входной момент  $M_{\text{вх}}$ ; величина сопротивления нагрузки  $R_{\text{н}}$ .

Предположим, что условие (82) может быть выдержано. Требуемая величина питающего напряжения определяется из выражения

$$\frac{U}{2} = K \alpha_{\text{вх}_{\text{max}}}$$

или с учетом запаса по перемещению (порядка 1,3—1,8)

$$U = 3K \alpha_{\text{вх}_{\text{max}}}.$$

Далее, задавшись материалом обмотки и контактирующей части ползунка, из соотношения

$$M_{\text{вх}} = RF_n = RF\mu \quad (89)$$

можно выбрать радиус потенциометра  $R$  и величину контактного давления  $F$ .

Здесь  $\mu$  — коэффициент трения контактирующих поверхностей;

$F_n$  — усилие, требуемое для перемещения ползунка.

Выбор радиуса потенциометра определяет и длину дуги каркаса (см. рис. 60, а)

$$l = 3\alpha_{\text{вх, max}} R. \quad (90)$$

Если далее задаться допустимым перегревом обмотки  $\Theta$ , то высота каркаса  $h$  и его толщина  $b$  определяются выбором диаметра провода обмотки  $d$ .

Действительно, учитывая, что в первом приближении

$$S = 2(h + b)l, \quad (91)$$

а также что

$$r_0 = n\rho \frac{2(h+b)}{q} = \frac{l\rho^2(h+b)^4}{d\pi d^2} = \frac{2,55\rho(h+b)l}{d^3}, \quad (92)$$

где  $\rho$  — удельное сопротивление;

$q$  — площадь поперечного сечения провода;

на основании выражения (88) будем иметь

$$\frac{d^3 (3K\alpha_{\text{вх, max}})^2}{2,55\rho(h+b)l} = \eta 2(h+b) 3\alpha_{\text{вх, max}} \frac{M_{\text{вх}}}{F\mu} \Theta.$$

Отсюда

$$\frac{(h+b)^2}{d^3} = 0,6 \frac{K^2 \alpha_{\text{вх, max}} F\mu}{\eta \rho l M_{\text{вх}} \Theta} = \frac{0,2K^2 F^2 n}{\eta \rho M_{\text{вх}}^2 \Theta}. \quad (93)$$

Уменьшение диаметра проволоки желательно как с точки зрения уменьшения размеров потенциометра, так и с точки зрения уменьшения ступенчатости статической характеристики (для снижения уровня шумов в системе автоматического регулирования). Однако при этом необходимо ориентироваться на механическую прочность проволоки и, в частности, проверить возникающие в ней напряжения температурного характера.

## 5. УГОЛЬНЫЕ РЕОСТАТЫ, ЭЛЕКТРОЛИТИЧЕСКИЕ РЕОСТАТЫ И ТЕНЗОРЕЗИСТОРЫ

Угольные реостаты применяются для управления сравнительно мощными электрическими цепями — до сотен ватт и более. Они часто используются как исполнительные элементы в системах автоматического регулирования напряжения самолетных генераторов.

Основу устройства угольного реостата представляет собой столбик, набранный из нескольких графитовых дисков. При изменении величины сжатия этих дисков изменяется переходное сопротивление в местах соприкосновения дисков, а следовательно, и общее сопротивление столбика. Угольные реостаты требуют больших усилий (несколько килограммов) и работают при малых перемещениях  $X_{вх}$ .

Статическая характеристика угольных реостатов нелинейна и качественно имеет обычный вид зависимости переходного сопротивления от усилия (см. рис. 56). Для угольных контактов характерна значительная ширина петли гистерезиса этой зависимости (различие в величинах переходного сопротивления при увеличении и уменьшении давления), составляющая несколько процентов. Существенным недостатком угольных реостатов является нестабильность их сопротивления, обусловленная влияниями температуры и влажности.

Отмеченные недостатки угольных реостатов при использовании дифференциальных и мостовых схем включения значительно уменьшаются, при этом угольные реостаты представляют собой как бы реверсивные управляющие устройства (рис. 65).

Устройство жидкостных реостатов основано на изменении формы и размеров объема электролита между электродами. Они применяются лишь в редких специальных случаях (например, корректировка положения гироскопа относительно вертикали). Питание жидкостные реостаты могут получать только от переменного тока частотой 100—1000 *гц*, так как на более низких частотах происходит электролиз; превышать эти частоты также нельзя, так как на более высоких частотах сказывается межэлектродная емкость.

Тензорезисторы применяются почти исключительно для определения деформаций. Они состоят из нескольких зигзагообразных петель тонкой проволоки (диаметром в несколько сотых долей миллиметра), наклеенных на полоску тонкой бумаги (рис. 66). Эта полоска наклеивается на испытываемую деталь, и при деформации детали происходит и соответствующая деформация проволоки.

Причем сопротивление проволоки  $r = \frac{\rho l}{q}$  меняется не только за счет изменения ее суммарной длины  $l$  и площади сечения  $q$ , но и за счет изменения удельного сопротивления  $\rho$ , которое зависит от внутренних напряжений материала проволоки. Это приводит, в частности, к тому, что при растяжении никелевой проволоки ее сопротивление  $r$  не возрастает, а уменьшается.

Как и для реостатов, в тензорезисторах применяются проволоки из материала с большим удельным сопротивлением и небольшим температурным коэффициентом сопротивления. Часто применяемый константан при удлинении проволоки на 0,1% увеличивает сопротивление всего на 0,21%. Такая низкая чув-

ствительность служит препятствием к широкому распространению тензорезисторов, которые в принципе могли бы применяться во многих случаях, например для определения деформаций мембран. Перспективны в этом отношении полупроводниковые резисторы (тензолиты), которые имеют в десятки раз большие относительные изменения сопротивления при деформациях. Однако они имеют большой коэффициент температурного сопротивления и, самое главное, пока недостаточно стабильны во времени.

Подчеркнем, что температурная зависимость, как всегда, может быть уменьшена применением дифференциальной или

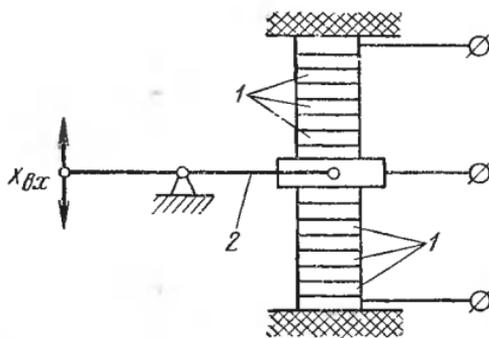


Рис. 65. Угольный реостат (реверсивный):

1 — графитовые диски; 2 — рычаг

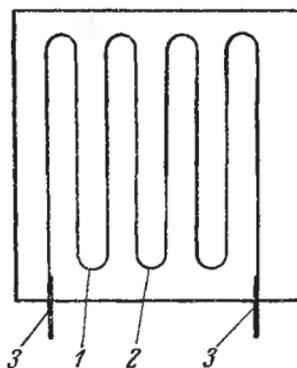


Рис. 66. Тензорезистор:

1 — проволока; 2 — бумага;  
3 — выводы

мостовой схемы. В этом случае наиболее рациональной будет дифференциальная схема (рис. 3, д и 48, б), в которой балластное сопротивление будет представлять собой компенсационный тензорезистор. В дифференциальной схеме, изображенной на рис. 49, в, оба плеча являются рабочими, если удастся выполнить элементы одинаковой чувствительности, но с характеристиками противоположного знака. Для рассматриваемого примера это можно достигнуть двумя способами: либо использовать такую пару тензорезисторов, чтобы один из них при растяжении увеличивал свое сопротивление, а другой уменьшал; либо расположить два одинаковых тензорезистора так, чтобы один из них при деформации детали подвергался растяжению, а другой — сжатию. Последний вариант легко осуществить при изменении деформаций тонких стенок (например, стенок мембраны), если расположить тензорезисторы друг против друга на противоположных сторонах стенки.

В последнее время все чаще применяются тензорезисторы, в которых проволока на бумаге заменена тонкой металлической фольгой, впрессованной в пластмассовую пленку. Фольговые датчики имеют ряд преимуществ: меньшая толщина, более на-

дежная конструкция выводов, лучшая влагостойкость и др. Перспективно также применение гибких резисторов из органических полупроводников.

## 6. ИНДУКТИВНЫЕ И ЕМКОСТНЫЕ ДАТЧИКИ

В отличие от рассмотренных выше датчиков в индуктивных и емкостных датчиках управляющими устройствами являются переменные реактивные сопротивления, поэтому питание схемы должны получать от источника переменного тока. В индуктивных датчиках таким переменным сопротивлением является дроссель с переменным воздушным зазором. В простейшей неререверсивной схеме (рис. 67, а) обмотка дросселя включается последовательно с сопротивлением нагрузки  $Z_n$  к источнику питания  $U = \text{const}$ . При изменении величины воздушного зазора  $X_{вх}$  будет меняться и индуктивность дросселя  $L_{др}$ , а следовательно, и его сопротивление переменному току

$$Z_{др} = \sqrt{r_{др}^2 + (\omega L_{др})^2}.$$

В результате будет меняться ток в цепи  $I_{вых}$  и соответственно падение напряжения на нагрузке  $U_{вых}$ .

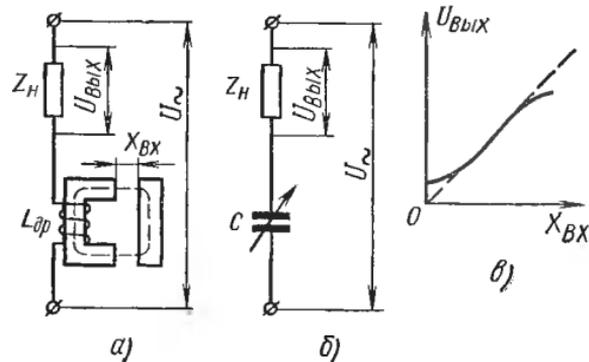


Рис. 67. Датчики перемещения с меняющимися реактивными сопротивлениями:

а — простейшая схема неререверсивного индуктивного датчика; б — простейшая схема неререверсивного емкостного датчика; в — статическая характеристика неререверсивного индуктивного датчика

Для случая активно-индуктивной нагрузки  $Z_n = \sqrt{R_n^2 + (\omega L_n)^2}$

имеем

$$U_{вых} = I_{вых} Z_n = \frac{U Z_n}{\sqrt{(R_n + r_{др})^2 + \omega^2 (L_n + L_{др})^2}}, \quad (94)$$

где индуктивность дросселя является функцией величины зазора  $X_{вх}$ . При уменьшении зазора индуктивность увеличивается и выходное напряжение плавно уменьшается.

Для уменьшения потерь на перемагничивание и вихревые токи якорь и сердечник дросселя выполняются обычно шихтованными.

Очевидно, для преобразования перемещения в изменение выходного напряжения могут быть использованы и конденсаторы переменной емкости — емкостные датчики (рис. 67, б). Изменение емкости можно получить изменением расстояния между электродами или чаще — изменением площади взаимного перекрытия электродов, а также вдвигая и выдвигая между неподвижными

электроды диэлектрик с большой диэлектрической проницаемостью. В последнем случае подвижные контактные соединения отсутствуют.

Емкость датчиков составляет обычно всего лишь тысячные доли микрофарады. Это требует для повышения выходной мощности специального высокочастотного питания. Кроме того, необходим весьма тщательный монтаж во избежание влияния емкости подводящих проводов.

В наземных устройствах емкостные датчики для повышения чувствительности иногда включают в резонансные схемы. Датчик включается в резонансный контур, настроенный в резонанс с частотой источника питания при значении емкости, соответствующей исходному положению подвижных частей. Тогда даже небольшое перемещение будет сопровождаться расстройкой контура и значительными изменениями выходного тока. Однако в авиационных условиях трудно обеспечить необходимую точность работы резонансной схемы как из-за невысокой точности поддержания частоты бортовой сети, так и из-за температурной нестабильности элементов контура.

Отмеченные обстоятельства препятствуют широкому применению емкостных датчиков в авиационной автоматике (для стационарных установок они вполне пригодны). Индуктивные же датчики, у которых в принципе также уменьшается вес с повышением частоты, работают вполне удовлетворительно уже на обычных частотах бортовой сети и в связи с возросшим применением переменного тока на самолетах приобретают очень большое значение. Их важное преимущество в сравнении с потенциометрическими датчиками заключается в отсутствии скользящих контактов и более высокой чувствительности, достигающей сотен вольт на миллиметр. Выходная мощность может составлять десятки ватт.

Неверсивной схеме индуктивных датчиков, показанной на рис. 67, а, соответствует статическая характеристика, приведенная на рис. 67, в. Для зазора средней величины эта характеристика более или менее близка к линейной. При нулевом зазоре индуктивность  $L_{др}$  хоть и будет наибольшей, но она не равна бесконечности, а потому и выходное напряжение  $U_{вых}$ , как следует из выражения (94), не равно нулю.

Рассмотренная простейшая схема не находит практического применения в основном из-за возникновения больших усилий между якорем и сердечником дросселя. Якорь может притягиваться к сердечнику с силой до нескольких килограммов, что обычно совершенно недопустимо для воздействующих на индуктивный датчик элементов (гироскоп, сильфонный датчик давления и т. п.).

В связи с этим реверсивная схема датчика не может представлять собой просто два однотактных датчика, включенных в электрическую дифференциальную схему и механически не связанных

между собой. Для уменьшения усилий необходима конструкция с общим якорем (рис. 68, а). Усилие, действующее на якорь, в этом случае равно разности сил притяжения со стороны сердечников. В среднем (нулевом) положении якоря при полной симметрии устройства результирующее усилие вообще равно нулю, в других положениях якоря оно может быть небольшим.

Статическая характеристика реверсивной схемы показана на рис. 68, б сплошной кривой, которая является разностью характеристик двух нереверсивных схем (пунктирные кривые). За начало отсчета перемещений следует, очевидно, принять сред-

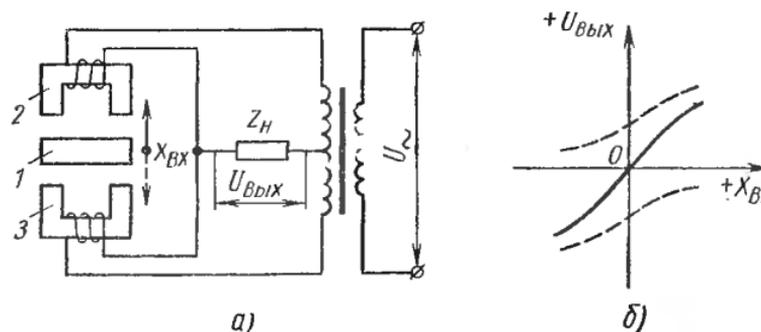


Рис. 68. Дифференциальный индуктивный датчик:

а — схема; б — статическая характеристика

нее положение якоря. В нулевом положении якоря (рис. 68, а) схема будет уравновешена и напряжение на нагрузке  $U_{\text{вых}}$  будет также равно нулю. При небольших отклонениях якоря выходное напряжение будет возрастать практически линейно, т. е. можно полагать

$$U_{\text{вых}} = KX_{\text{вых}},$$

причем с изменением знака  $X_{\text{вых}}$  (переход якоря через нулевое положение в противоположную сторону) фаза выходного напряжения поворачивается на  $180^\circ$ . Другими словами, графики на рис. 62, а и в справедливы и в данном случае.

Балансировка нуля в реверсивных схемах индуктивных датчиков затруднена тем, что здесь необходимо добиться одновременного равенства не только реактивных, но также и активных параметров обеих частей схемы.

Конструктивное и схемное исполнение индуктивных датчиков отличается большим разнообразием.

На рис. 69, а дана схема дифференциального трансформаторного индуктивного датчика с поворотным движением якоря. Первичная обмотка расположена на среднем стержне и получает питание от источника переменного напряжения. Вторичные обмотки расположены на крайних стержнях и соединены между

собой так, что наводимые в них э. д. с. имеют противоположную фазу. При симметричном положении якоря ( $X_{вх} = 0$ ) э. д. с. в обеих катушках равны по величине и, следовательно, выходное напряжение  $U_{вых}$  также равно нулю. Перемещение якоря сопровождается плавным изменением выходного напряжения, причем фаза последнего определяется знаком отклонения якоря от нулевого положения.

На рис. 69, б показана простейшая нереверсивная схема магнитоупругого датчика. Устройство магнитоупругих датчиков основано на использовании явления изменения магнитной проницаемости ферромагнитных материалов при возникновении в них упругих деформаций. Поэтому в отличие от обычных индуктивных датчиков магнитоупругие датчики не имеют

якоря и внешнему механическому воздействию подвергается сам сердечник. Некоторые сорта пермаллоя при удлинении на 0,1% увеличивают коэффициент магнитной проницаемости до 20%. Для получения даже столь малых удлинений требуются нагрузки порядка 10—20 кг/мм (100—200 н/мм), что очень неудобно и приводит к необходимости уменьшения сечения ферромагнитного сердечника. Поэтому такие датчики имеют небольшую индуктивность и требуют специальных источников питания с частотой порядка килогерц.

## 7. РАСЧЕТ ИНДУКТИВНЫХ ДАТЧИКОВ

В ходе расчета индуктивного датчика должны быть найдены статическая характеристика  $U_{вых} = f(X_{вх})$  [или  $I_{вых} = \psi(X_{вх})$ ] и перегрев его обмоток, а для определения усилий, необходимых для перемещения якоря, рассчитана тяговая характеристика  $F_T = \varphi(X_{вх})$ .

Уточненный расчет статической характеристики индуктивного датчика (см. рис. 67, а) с учетом магнитного сопротивления магнитопровода дросселя в принципе можно выполнить графоаналитическим методом «эллипса», подробно рассмотренным в гл. VIII применительно к магнитным усилителям. Однако в большинстве конструкций достаточно большая величина воздушных зазоров в датчиках позволяет пренебрегать магнитным сопротивлением ферромагнитных частей дросселя и полагать приближенно, что все магнитное сопротивление дросселя сосредоточено только в воздушном зазоре:

$$R_M = R_{M.в} + R_{M.жс} \approx R_{M.в}.$$

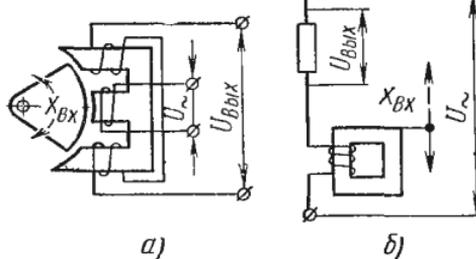


Рис. 69. Некоторые типы индуктивных датчиков:

а — дифференциальный трансформаторный датчик; б — простейшая схема магнитоупругого датчика

Величину магнитного сопротивления воздушных зазоров приближенно находят из выражения

$$R_{м. в} = \frac{X}{\mu_0 S_{\theta}}, \quad (95)$$

где  $X$  — длина воздушного зазора;

$S_{\theta}$  — сечение воздушного зазора;

$\mu_0$  — магнитная проницаемость вакуума, равная  $4\pi \times 10^{-9}$  гн/см.

Если пренебрегать потоками рассеяния, то для ненасыщенной магнитной системы в первом приближении индуктивность обмотки  $L$  может быть определена через число витков  $\omega$  и проводимость воздушного зазора  $G_{\theta}$ :

$$L = \omega^2 G_{\theta} = \frac{\omega^2}{R_{м. в}}, \quad (96)$$

поскольку при сделанных допущениях

$$L = \frac{\psi}{I} = \frac{\omega \Phi}{I},$$

а согласно закону Ома для магнитной цепи

$$\Phi = I \omega G_{\theta}.$$

Для индуктивного датчика (см. рис. 67, а)

$$X = 2X_{\theta x}$$

и

$$R_{м. в} = \frac{2X_{\theta x}}{\mu_0 S_{\theta}};$$

$$L_{\partial p} = \frac{\mu_0 \omega^2 S_{\theta}}{2X_{\theta x}}. \quad (97)$$

Отсюда, согласно выражению (94), уравнение статической характеристики будет иметь вид

$$U_{вых} = \frac{UZ_H}{\sqrt{(R_H + r_{\partial p})^2 + \omega^2 \left( L_H + \frac{\mu_0 \omega^2 S_{\theta}}{2X_{\theta x}} \right)^2}}, \quad (98)$$

причем сопротивление самого датчика

$$Z_{\partial p} = \sqrt{r_{\partial p}^2 + \left( \frac{\omega \mu_0 \omega^2 S_{\theta}}{2X_{\theta x}} \right)^2} \quad (99)$$

или приближенно (если  $r_{\partial p} \ll X_{\partial p}$ )

$$Z_{\partial p} \approx X_{\partial p} = \frac{\omega \mu_0 \omega^2 S_{\theta}}{2X_{\theta x}}. \quad (100)$$

Для определения перереграв индуктивного датчика используем уравнение теплового баланса (68), которое для данного случая должно быть написано в виде

$$I^2 r_{\partial p} + P_{\text{ос}} = \eta S \Theta, \quad (101)$$

где  $r_{\partial p}$  — активное сопротивление обмотки;

$P_{\text{ос}}$  — мощность потерь на вихревые токи и на перемагничивание в магнитопроводе.

Тяговые усилия, которым подвергается якорь индуктивного датчика, рассчитываются способами, указанными в гл. VII применительно к электромагнитам. При этом соответствующая данному воздушному зазору  $X_{\text{вх}}$  намагничивающая сила на основании выражения (98) будет

$$I_{\text{вых}} \omega = \frac{U_{\text{вых}}}{Z_{\text{н}}} \omega = \frac{U \omega}{\sqrt{(R_{\text{н}} + r_{\partial p})^2 + \omega \left( L_{\text{н}} + \frac{\mu_0 \omega^2 S_{\text{в}}}{2 X_{\text{вх}}} \right)^2}}. \quad (102)$$

## 8. ОСНОВЫ РАСЧЕТА РЕВЕРСИВНЫХ ИНДУКТИВНЫХ ДАТЧИКОВ

Статические характеристики реверсивных индуктивных датчиков можно рассчитать различными методами электротехники и в различной последовательности в зависимости от того, какие параметры заданы и какие нужно определить, каковы общие требования к датчику и т. д. Статическая характеристика дифференциального датчика, нагрузкой которого являются две противоположно включенные обмотки, может быть найдена путем вычитания выходных токов или напряжений обеих ее половин. В других случаях целесообразнее воспользоваться теоремой об эквивалентном источнике, определяя вначале напряжение на выходе ненагруженной схемы  $\dot{U}_{\text{вых}0}$  (напряжение холостого хода мостовой или дифференциальной схемы), а затем рассматривая эту схему как источник э. д. с., равной  $\dot{U}_{\text{вых}0}$ . Этот источник обладает внутренним сопротивлением  $Z_{\text{вых}}$ , равным выходному сопротивлению схемы (сопротивлению, измеренному со стороны зажимов, к которым подключается нагрузка  $Z_{\text{н}}$ ).

Тогда

$$\dot{U}_{\text{вых}} = \frac{\dot{U}_{\text{вых}0}}{Z_{\text{вых}} + Z_{\text{н}}} Z_{\text{н}}. \quad (103)$$

## 9. СЕЛЬСИНЫ

Сельсин представляет собой миниатюрную электрическую машину, в обычном исполнении сходную с синхронным генератором или двигателем. Чаще всего ротор сельсина имеет одну обмотку, а статор три обмотки, оси которых сдвинуты на  $120^\circ$  одна относительно другой.

Сельсины используются в основном в двух режимах: в индикаторном и в трансформаторном (рис. 70). Они обычно работают

в паре: сельсин — датчик (СД), связанный с входным валом, и сельсин-приемник (СП), связанный с выходным валом.

Роторы обоих сельсинов получают питание от одного источника переменного тока  $U_{\sim}$ , статорные обмотки сельсинов соединены между собой, как показано на рис. 70, а. При одинаковом положении валов токи в соединяющих проводах отсутствуют. Если входной вал повернуть на некоторый угол, то в соединяющих проводах появятся токи и при жестко закрепленном входном вале вызовут у приемника момент, стремящийся свести угол рассогласования  $X_{ex} = \alpha_d - \alpha_n$  к нулю. Однако этот момент весьма мал и практически достаточен лишь для перемещения стрелок или других указательных устройств. Поэтому индикаторный режим в системах автоматического регулирования не применяется.

Трансформаторный режим работы сельсинов широко применяется в следящих системах (сервосистемах), предназначенных для осуществления синхронного и синфазного вращения двух валов, механически между собой не связанных. Один из валов является входным (например, вал стрелкового прицела) и обычно требует для своего перемещения небольших усилий, другой — выходным (например, вал, связанный с самолетной пушкой) и, как правило, для его перемещения необходимы значительные усилия.

В этом случае питающее напряжение подается только на один из роторов, обычно на ротор сельсина-датчика (см. рис. 70, б). Статорные обмотки также соединены, как показано на рисунке. С обмотки ротора сельсина-приемника снимается напряжение  $U_{вых}$ .

Выходное напряжение будет равно нулю при разности углов поворота  $90^\circ$ , так как результирующий поток в этом случае не будет пересекать витков обмотки ротора приемника. Это положение и принимается за нулевое. Любое рассогласование сопровождается появлением напряжения на выходе, причем величина выходного напряжения в распространенных конструкциях является функцией синуса угла рассогласования

$$U_{вых} = K \sin X_{ex}, \quad (104)$$

где  $K \approx 1$  в/град и  $X_{ex} = \alpha_d - \alpha_n$ .

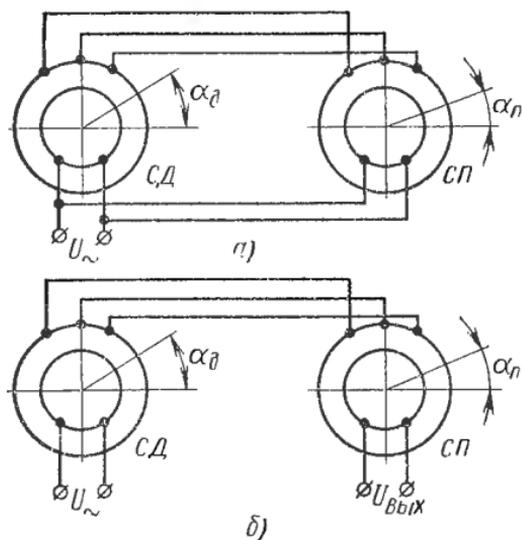


Рис. 70. Схемы включения сельсинов: а — индикаторный режим; б — трансформаторный режим

$$U_{\text{вых}} = KX_{\text{вых}}. \quad (105)$$

Важно отметить, что эти выражения отражают не только зависимость эффективного значения (модуля) выходного напряжения от угла рассогласования, но и зависимость фазы этого напряжения от знака рассогласования; при изменении знака рассогласования фаза выходного напряжения меняется на  $180^\circ$ . Характер изменения мгновенных значений выходного напряжения при этом аналогичен показанному на рис. 62, *в* применительно к потенциометру переменного тока, если изменения угла рассогласования происходят по закону, указанному на рис. 62, *а*.

Сельсинная пара рассматривается как безынерционное устройство. Точность обычных сельсинов, как правило, не превышает десятых долей градуса. Главной причиной возникающих погрешностей являются неизбежные дефекты изготовления: электрическая и магнитная несимметрия, неточная центровка и эллиптичность ротора и т. п. Указанные выше точности во многих случаях не соответствуют требованиям, предъявляемым к соответствующим следящим системам. Для повышения точности применяются двухканальные устройства.

Сущность двухканальных устройств заключается в том, что в следящей системе применяются две сельсинные пары: пара грубого канала, роторы которой непосредственно связаны с входным и выходными валами, и пара точного канала, роторы которой соединены с этими валами через повышающие редукторы с одинаковым передаточным числом. Нулевые положения грубого и точного канала делают совпадающими, но показания точного канала могут быть использованы только в пределах малого угла рассогласования, определяемого коэффициентом редукции. За пределами этого угла появляется неоднозначность, и по величине э. д. с. сельсина-приемника точного канала уже нельзя судить о действительном рассогласовании валов подобно тому, как нельзя определить время дня, взглянув только на минутную стрелку часов. В пределах же указанного угла точный канал дает, разумеется, гораздо более высокую точность. Поэтому грубый канал работает в системе только при больших углах рассогласования. По достижении малых углов рассогласования система с помощью соответствующих релейных устройств (поляризованные реле, неоновые лампы и пр.) автоматически переводится на точный канал. При возрастании рассогласования осуществляется обратное переключение.

Двухканальный принцип может быть использован и в других устройствах автоматики, например для преобразования давления газа в перемещение с помощью мембран (более жесткая и достаточно прочная мембрана работает при больших перепадах дав-

ления, чувствительная мембрана подключается при малых перепадах). Однако этот принцип применяется сравнительно редко из-за очевидной сложности.

Сельсинная пара может работать в системе автоматического регулирования не только в трансформаторном, но также и в фазовращательном режиме. В этом варианте обмотки статоров получают питание от общего источника трехфазного напряжения, благодаря чему в датчике и приемнике создаются синхронно и синфазно вращающиеся круговые магнитные поля. Величина э. д. с., наводимых в роторах датчика и приемника, при этом всегда остается неизменной, а их фаза зависит от положения ротора. Величина рассогласования будет определяться величиной фазового сдвига напряжений роторов датчика и приемника. Таким образом, в фазовращательном режиме в отличие от трансформаторного напряжение несущей частоты (напряжение питания) модулируется не по амплитуде, а по фазе. Фазовая модуляция менее чувствительна к помехам, но для выявления рассогласования требуется применение дополнительного фазочувствительного элемента.

Довольно широкое применение в следящих системах находят магнесины, выполняющие роль сельсинов-датчиков. Магнесины имеют тороидальный статор с равномерно нанесенной обмоткой и ротор в виде цилиндрического постоянного магнита и, следовательно, являются бесконтактными устройствами.

## 10. ГЕНЕРАТОРНЫЕ МЕХАНОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

К механоэлектрическим преобразователям генераторного типа относятся пьезодатчики и тахогенераторы.

В пьезоэлектрических датчиках используется пьезоэлектрический эффект, заключающийся в появлении при их деформации электрических зарядов на поверхности некоторых диэлектрических кристаллов (кварц, турмалин, сегнетовая соль, титанат бария и др.). Возникающие заряды обычно имеют порядок миллионных долей кулона. Величина возникающего при этом напряжения определяется емкостью пьезодатчика как конденсатора ( $U = \frac{q}{C}$ ) и, кроме того, при неизменной величине деформации достаточно быстро уменьшается со временем в результате утечек заряда (через поверхностное и объемное сопротивление датчика и входное сопротивление усилителя).

Вследствие высокой твердости кристаллов испытываемые ими деформации невелики и поэтому пьезодатчики часто рассматриваются как преобразователи не перемещений, а преобразователи усилий в электрическое напряжение. Для всех кристаллов характерны значительные температурные погрешности. В авиа-

ционных устройствах пьезодатчики используются главным образом при проведении испытаний.

Тахогенераторы, напротив, имеют очень большое распространение. Они представляют собой миниатюрные генераторы постоянного или переменного тока с независимым возбуждением. Возбуждение может осуществляться как с помощью постоянных магнитов, так и с помощью обмоток возбуждения.

Схема тахогенератора постоянного тока с обмоткой возбуждения представлена на рис. 71, а. Поток возбуждения остается неизменным и потому выходное напряжение  $U_{вых}$ , снимаемое

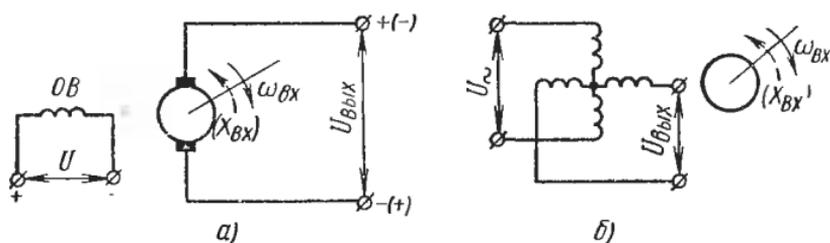


Рис. 71. Тахогенераторы:

а — тахогенератор постоянного тока с обмоткой возбуждения; б — асинхронный тахогенератор

со щеток тахогенератора, пропорционально скорости вращения его вала. При изменении направления вращения меняется полярность выходного напряжения.

В системах регулирования скорости вращения вала тахогенераторы играют роль воспринимающего элемента. При этом пренебрегают переходными процессами в цепи якоря и полагают тахогенератор пропорциональным звеном:

$$U_{вых} = K\omega_{вх}, \quad (106)$$

где передаточный коэффициент  $K$  имеет размерность в  $сек/рад$ .

В следящих системах, где регулируется положение вала, входной величиной является угол поворота вала  $X_{вх}$ . Поскольку

$$\omega_{вх} = pX_{вх},$$

уравнение тахогенератора принимает вид

$$U_{вых} = KpX_{вх}. \quad (107)$$

Это — уравнение дифференцирующего звена, и, следовательно, в следящих системах тахогенератор может выполнять роль корректирующего устройства.

Тахогенераторы постоянного тока обладают значительными погрешностями, обусловленными температурными нестабильностями (изменение сопротивления обмоток и магнитной проницаемости стали) и нестабильностью щеточного контакта. Поэтому часто применяются асинхронные тахогенераторы переменного тока.

Асинхронные тахогенераторы не имеют подвижных контактов (рис. 71, б). Статор имеет две обмотки, расположенные под углом  $90^\circ$ , а ротор представляет собой алюминиевый стакан, вращающийся в зазоре между статором и неподвижным цилиндрическим сердечником. Одна из обмоток статора получает питание от источника переменного тока  $U_{\sim}$ , с другой снимается напряжение  $U_{\text{вых}}$ . При неподвижном роторе выходное напряжение равно нулю, так как оси обмоток взаимно перпендикулярны. При вращении ротора в поле обмотки возбуждения в нем возникают токи и соответствующий им магнитный поток пересекает проводники выходной обмотки, наводя в ней переменную э. д. с., пропорциональную скорости ротора. При изменении направления вращения изменяется фаза наводимой э. д. с.

К управляющим устройствам генераторного типа должны быть отнесены и начинающие находить применение электромагнитные преобразователи скорости электропроводящих жидкостей в электрическое напряжение. Такие преобразователи являются по существу генераторами, в которых э. д. с. наводится в самой жидкости, перемещающейся в магнитном поле по трубопроводу из изолированного материала. Для устранения искажающих явлений поляризации и для усиления небольших по величине э. д. с. (см. гл. IX) обычно применяются переменные поля возбуждения, однако это вызывает наведение в жидкости э. д. с. трансформации.

## ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ В ПЕРЕМЕЩЕНИЕ

### 1. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Электромагнитный элемент представляет собой совокупность электромагнита, который выполняет роль управляющего устройства, и перемещаемой им механической нагрузки. Нагрузкой при этом могут быть, например, разрывные контакты (в электромагнитных реле), потенциометр или золотниковое устройство (в электромагнитных датчиках), руль (в системах автоматического управления полетом беспилотных аппаратов), реакция потока газа или жидкости (в электромагнитных клапанах) вместе с соответствующими возвратными пружинами, противодействующими тяговым усилиям электромагнита. Уже из этих примеров видно, что электромагнитные элементы могут выполнять в авиационных автоматических устройствах самые разнообразные функциональные задачи.

Будет ли иметь электромагнитный элемент релейную или пропорциональную статическую характеристику — это зависит (см. п. 4, гл. II) от надлежащего согласования тяговых и механических характеристик элемента (см. рис. 17 и 18).

Конструкции электромагнитов весьма разнообразны, но всегда основными частями электромагнита являются неподвижный стальной магнитопровод *1* с расположенной на нем обмоткой *2* и подвижный якорь *3* (рис. 72).

Форма электромагнита, приведенная на рис. 72, *а*, часто применяется для реле, получающих питание от источника постоянного тока.

Форма электромагнита, изображенного на рис. 72, *б*, используется как в реле, так и в датчиках. Существенным преимуществом такой конструкции для беспилотных авиационных устройств, подвергающихся большим ускорениям, является механическая уравновешенность якоря. В этом случае практически сказываются лишь те ускорения летательных аппаратов, направления которых совпадают с направлением вращения якоря.

Одним из распространённых элементов в автоматических устройствах являются электромагнитные реле постоянного тока. При этом наиболее часто встречаются электромагнитные реле, у которых перемещающийся электромагнит вызывает замыкание или размыкание электрических контактов, коммутирующих выходную цепь. В этом случае элемент, в котором электромагнитное реле выполняет роль управляющего устройства, будет являться элементом с промежуточным преобразованием формы энергии; эти элементы уже представляют собой электромеханические усилители (см. п. 1, гл. VIII) или, точнее, релейные усилители с электромагнитными реле. Достаточно мощные реле такого типа принято называть контакторами.

Магнитопровод и якорь реле постоянного тока выполняются сплошными из ферромагнитных материалов. Обмотки реле, как и других электрических элементов (индуктивные датчики, магнитные усилители и пр.), выполняются проводом с хлопчатобумажной, шелковой, эмалевой и синтетической (винифлекс, металвин и др.) изоляцией. Большие возможности открывает применение температуростойкой стеклянной изоляции, что позволяет повысить допустимые рабочие температуры обмоток и уменьшить их размеры.

Динамические свойства электромагнитных элементов зависят, очевидно, как от их электрических, так и от механических параметров. Электромагнитные датчики, если пренебречь их инерционностью нельзя, приходится замещать аperiodическими или даже колебательными звеньями. Динамические свойства электромагнитного реле, строго говоря, характеризуются временами срабатывания и отпускания. Но при анализе систем автоматического регулирования, если нельзя пренебречь инерционностью реле, его обычно характеризуют общим для срабатывания и отпускания временем запаздывания (см. п. 2, гл. III).

## 2. РАСЧЕТ ТЯГОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

Основной характеристикой электромагнитных элементов является тяговая характеристика, т. е. зависимость тяговых усилий от положения якоря при постоянной величине напряжения питания  $U = \text{const}$  (см. п. 4, гл. II), т. е. при  $X_{\text{вх}} = \text{const}$ .

В общем случае расчет тяговых характеристик выполняется с использованием метода энергетического баланса, основанного

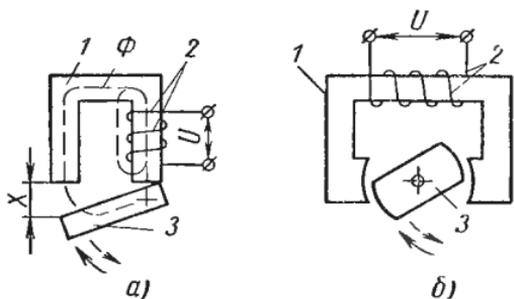


Рис. 72. Некоторые формы электромагнитов:

а — клапанный; б — поворотный уравновешенный; 1 — магнитопровод; 2 — обмотка; 3 — подвижный якорь

на анализе измененной энергии магнитной системы при перемещении якоря.

Представим себе сначала, что электромагнит с фиксированным воздушным зазором подключен к источнику постоянного тока с напряжением  $U$ . Процесс изменения тока в обмотке реле, характеризуемой активным сопротивлением  $r$  и индуктивностью, которая в общем случае будет зависеть от степени насыщения стали, определится выражением

$$ir + \frac{d\psi}{dt} = U, \quad (108)$$

где  $\psi$  — потокосцепление обмотки, которое для случая, когда все ее витки  $\omega$  сцепляются с одним и тем же магнитным потоком  $\Phi$ ,

равно

$$\psi = \omega\Phi.$$

Умножив обе части выражения (108) на  $i dt$  и интегрируя его в пределах от 0 до  $t$ , получим

$$\int_0^t i^2 r dt + \int_0^\psi i d\psi = \int_0^t Ui dt, \quad (109)$$

откуда

$$\int_0^t (Ui - i^2 r) dt = \int_0^\psi i d\psi. \quad (110)$$

Левая часть полученного выражения представляет собой разность энергии, отданной источником за время  $t$ , и энергии, перешедшей в тепловую форму в активном сопротивлении  $r$ . Очевидно, что именно эта разность и представляет собой энергию, запасенную в магнитном поле электромагнита.

Рассмотрим теперь энергетический баланс в электромагните, который получает питание от источника постоянного тока  $U$ , при перемещении якоря из положения  $X_1$  в положение  $X_2$ .

Если магнитная цепь (на пути магнитного потока) имеет воздушный зазор с магнитной проводимостью  $G_0$ , то для обеспечения того же значения магнитного потока  $\Phi$  (или того же потокосцепления  $\psi = \Phi\omega$ ) необходимо как наличие н. с.  $\overline{OA} = I\omega_{\text{ст}}$  (рис. 73, а) для создания магнитного потока в магнитопроводе, так и наличие н. с.  $\overline{OA}' = O'A = I\omega_0$  для создания магнитного потока в воздушном зазоре.

Результирующая кривая  $\psi_{\text{рез}} = f_1(I\omega)$  при этом может быть получена путем смещения отдельных точек кривой  $\psi_X = f(I\omega_{\text{ст}})_X$  на величины  $(I\omega)_{0X}$ , отвечающие данным значениям  $\psi_X$ . Из построения следует, что площадь  $OBB'$  равна площади  $ODC = O'BB'$  (см. рис. 73, а).

Общая величина магнитной энергии определится теперь ве-

личной площади  $OB'C$  или, согласно построению, суммой площадей  $OBC$  и  $O'BB'$ .

Предположим, что перемещение якоря из положения  $X_1$  в положение  $X_2$  под влиянием тяговых усилий происходит при постоянном значении тока, т. е. при  $I\omega = I\omega_{жс} + I\omega_{\theta} = \text{const}$ , т. е. установившееся значение тока в обмотке  $I = \frac{U}{r}$  (или положение точки  $O'$ ) не изменяется.

Если  $X_2 < X_1$ , т. е. при перемещении зазор уменьшился, то кривая намагничивания, соответствующая магнитной системе для зазора  $X_2$ , будет расположена выше кривой для зазора  $X_1$  (рис. 73, б), так как магнитная проводимость воздушного зазора увеличится и угол наклона прямой  $O'B$  возрастет ( $G_{\theta X_2} > G_{\theta X_1}$ ) (рис. 73, б).

Тогда можно выделить следующие составляющие энергии магнитного поля, характеризующие рассматриваемый процесс.

1. Энергия, заключенная в поле электромагнита до начала движения:

$$W_1 = n\ell \cdot OB_1C_1.$$

2. Энергия, остающаяся в поле электромагнита после окончания движения:

$$W_2 = n\ell \cdot OB_2C_2.$$

3. Энергия, полученная полем от источника питания в процессе движения:

$$\Delta W \equiv n\ell \cdot C_1B_1B_2C_2.$$

4. Энергия, расходуемая на перемещение якоря, равная разности поступившей в поле энергии (до начала движения и во время движения) и оставшейся в нем энергии:

$$\Delta A = (W_1 + \Delta W) - W_2 = n\ell \cdot OB_1B_2 = n\ell \cdot O'B_1B_2.$$

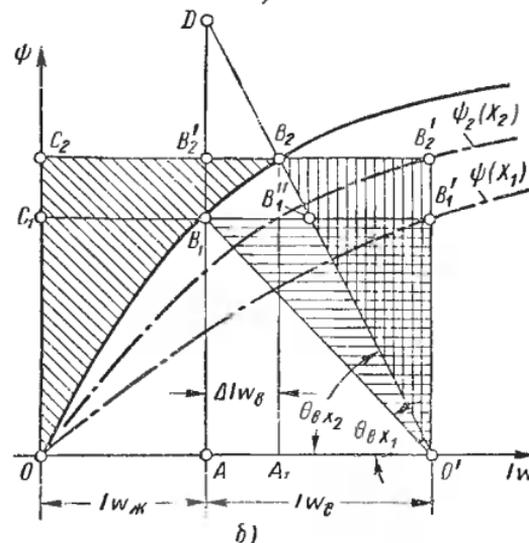
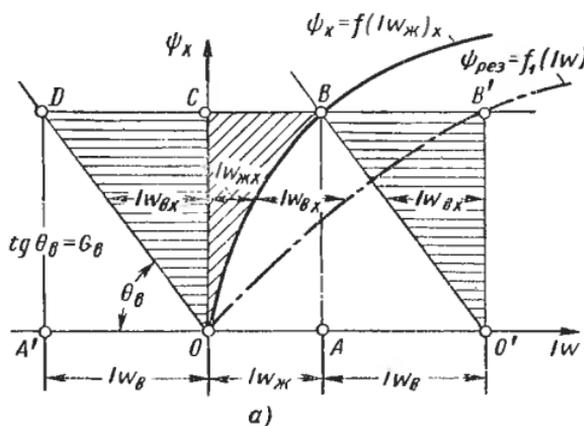


Рис. 73. К расчету тяговых усилий методом энергетического баланса:

а — кривая намагничивания и энергия магнитной системы; б — изменение энергии магнитной системы при перемещении якоря

Эта энергия, расходуемая на перемещение якоря, складывается из части магнитной энергии, запасенной ранее в воздушном зазоре (пл.  $O'B_1B_1''$ ), и части дополнительного увеличения магнитной энергии воздушного зазора из-за притока энергии от источника электрического тока при увеличении магнитной проводимости на величину  $\Delta G_g = G_{g_{x_2}} - G_{g_{x_1}}$ , т. е.  $\Delta A$  представляет собой изменение магнитной энергии в воздушном зазоре.

Из рис. 73, б следует, что пл.  $O'B_1B_2 = \text{пл. } O'B_1D - \text{пл. } B_1B_2D$ .

В свою очередь, пл.  $O'B_1D = \text{пл. } O'AD - \text{пл. } O'AB_1$ , причем так как

$$\text{пл. } O'AD = \frac{1}{2} \overline{O'A} \times \overline{AD} \quad \text{и} \quad \text{пл. } O'AB_1 = \frac{1}{2} \overline{O'A} \times \overline{AB_1},$$

то

$$\text{пл. } O'B_1D = \frac{1}{2} \overline{O'A} \times (\overline{AD} - \overline{AB_1}) = \frac{1}{2} \overline{O'A} \times B_1D.$$

$$\text{Но } \overline{AD} = Iw_g \operatorname{tg} \theta_{g_{x_2}}, \quad \text{а } \overline{AB_1} = Iw_g \operatorname{tg} \theta_{g_{x_1}},$$

поэтому

$$\overline{AD} - \overline{AB_1} = Iw_g (\operatorname{tg} \theta_{g_{x_2}} - \operatorname{tg} \theta_{g_{x_1}})$$

или, подставляя значение  $\operatorname{tg} \theta_{g_{x_1}} = G_{g_{x_1}}$  и  $\operatorname{tg} \theta_{g_{x_2}} = G_{g_{x_2}}$ , получим

$$\overline{B_1D} = Iw_g (G_{g_{x_2}} - G_{g_{x_1}}). \quad (111)$$

Имея в виду, что  $O'A = Iw_g$ , и учитывая выражение (111), будем иметь

$$\text{пл. } O'B_1D = \frac{1}{2} (Iw_g)^2 \Delta G_g. \quad (112)$$

Далее площадь  $B_1B_2D$  может быть приближенно выражена как пл.  $B_1B_2D = \frac{1}{2} \overline{B_1D} \times \overline{B_2B_2'}$  или, заменяя  $\overline{B_1D}$  на основании выражения (111) и  $\overline{B_2B_2'} = \overline{AA_1} = \Delta Iw_g$ , получим

$$\text{пл. } B_1B_2D = \frac{1}{2} Iw_g \Delta G_g \Delta (Iw_g). \quad (113)$$

Тогда, учитывая выражения (112) и (113), для  $\Delta A$  окончательно будем иметь

$$\text{пл. } O'B_1B_2 = \frac{1}{2} (Iw_g)^2 \Delta G_g - \frac{1}{2} (Iw_g) \Delta G_g \Delta (Iw_g).$$

Таким образом,

$$\Delta A = \text{пл. } O'B_1B_2 = \frac{1}{2} (Iw_g)^2 \Delta G_g \left[ 1 - \frac{\Delta (Iw_g)}{(Iw_g)} \right].$$

Средняя величина усилия, развиваемого якорем на пути  $\Delta X = X_2 - X_1$ ,

$$F_{\tau \Delta X} = \frac{\Delta A}{\Delta X} = \frac{\text{пл. } O'B_1B_2}{X_2 - X_1}, \quad (114)$$

или

$$F_{\tau \Delta X} = \frac{(I\omega)_\theta^2}{2} \cdot \frac{\Delta G_\theta}{X_2 - X_1} \left[ 1 - \frac{\Delta (I\omega)_\theta}{(I\omega)_\theta} \right]. \quad (115)$$

В пределе

$$F_\tau = - \frac{dA}{dX}, \quad (116)$$

т. е. тяговое усилие в рассматриваемом случае равно производной энергии магнитного поля в воздушном зазоре по перемещению якоря.

Для рассматриваемого случая в пределе, когда  $\Delta X \rightarrow 0$ , точка  $B_2$  приближается к точке  $B_1$  и  $\Delta (I\omega)_\theta \rightarrow 0$ , тогда

$$F_\tau = - \left( \frac{\Delta A}{\Delta X} \right)_{\Delta X \rightarrow 0} = - \frac{(I\omega)_\theta^2}{2} \cdot \frac{dG_\theta}{dX}. \quad (117)$$

Следовательно, для расчета тяговой характеристики электромагнита необходимо знать, кроме  $\frac{dG_\theta}{dX} = f(X)$ , ту часть н. с., создаваемой обмоткой, которая затрачивается на создание магнитного потока в воздушном зазоре  $(I\omega)_\theta$ .

Если магнитопровод не насыщен, то сопротивление его невелико, и можно считать (если не учитывать потоки рассеяния), что вся н. с. затрачивается на создание магнитного потока в рабочем воздушном зазоре, т. е.  $I\omega = (I\omega)_\theta$ .

Однако проектирование магнитных систем с незначительным насыщением магнитопровода при всех значениях воздушного зазора нерационально, так как приводит к большому увеличению веса (большому сечению  $S_{\text{жс}}$ ).

Поэтому в правильно спроектированном электромагнитном элементе всегда будет сказываться насыщение магнитопровода.

Значения  $(I\omega)_\theta$  (или  $\Phi$ ) могут быть определены в результате расчета магнитной цепи электромагнита.

Согласно выражению (117) вид тяговой характеристики при  $(I\omega)_\theta = \text{const}$  определяется законом изменения  $\frac{dG_\theta}{dX} = \varphi(X)$ . В действительности н. с.  $(I\omega)_\theta \neq \text{const}$ , и зависимость  $F_\tau = f(X)$  получается более сложной.

Когда имеет место нормальное к поверхности якоря и равномерное распределение магнитного поля и применены плоские

полосные наконечники, то без учета краевых потоков магнитная проводимость воздушного зазора приближенно будет равна [см. выражение (95)]

$$G_0 = \frac{1}{R_{м.з}} = \frac{\mu_0 S}{X},$$

а

$$\frac{dG_0}{dX} = -\frac{\mu_0 S}{X^2},$$

тогда

$$F_T = \frac{(I\omega)_0^2}{2} \cdot \frac{\mu_0 S}{X^2} = \frac{\Phi^2}{2\mu_0 S} = \frac{B^2 S}{2\mu_0} \quad [H], \quad (118)$$

где  $\Phi$  — магнитный поток (вб);

$S$  — площадь сечения выходящего из якоря магнитного потока ( $m^2$ );

$B$  — магнитная индукция (тл);

$\mu_0$  — магнитная проницаемость воздуха (вакуума) ( $4\pi \times 10^{-7}$  гн/м).

Это выражение особенно удобно в случае, когда направление перемещения якоря совпадает с направлением поля (рис. 72, а).

Определяя проводимости воздушных зазоров при различных величинах зазоров, необходимо рассчитать соответствующие этим величинам значения магнитных потоков или магнитных индукций в зазоре, а затем по формуле Максвелла (118) рассчитать возникающие при этом тяговые усилия. Совокупность точек, характеризующих тяговые усилия при различных величинах зазора, и будет представлять собой тяговую характеристику. Другому значению напряжения на клеммах обмотки электромагнита будет соответствовать и другое значение суммарной намагничивающей силы  $I\omega$ , а следовательно, и своя тяговая характеристика.

Семейство тяговых характеристик для электромагнитов постоянного тока приведено на рис. 17 и 18.

Подобный вид тяговых характеристик, особенно если требуются большие величины перемещений, часто вызывает затруднения при согласовании с нагрузкой. Для того чтобы сделать тяговые характеристики более пологими, применяется специальная магнитная система с цилиндрическим якорем (рис. 74), в которой магнитный поток через торец якоря при перемещении изменяется не столь резко. В других конструкциях необходимый эффект может быть достигнут применением полюсных наконечников, увеличивающих проводимость при больших воздушных зазорах.

При расчете статической характеристики электромагнитных реле обычно ограничиваются построением трех тяговых характеристик, одна из которых соответствует н. с. срабатывания, другая — н. с. отпускания и третья — так называемой рабочей н. с. (т. е. намагничивающей силе, возникающей при номинальном напряжении питающей сети). При этом н. с. срабатывания (а следовательно, и ток, и напряжение срабатывания) определяется исходя из того, что создаваемое ими при максимальном зазоре усилие должно быть равно противодействующему усилию при том же зазоре. Намагничивающая сила отпускания соответственно должна создавать при минимальном зазоре усилие, равное противодействующему усилию при том же зазоре (см. рис. 18).

Для расчета статической характеристики электромагнитного датчика требуется построение большего числа характеристик семейства (см. рис. 17).

### 3. РАСЧЕТ МАГНИТНОЙ ЦЕПИ ЭЛЕКТРОМАГНИТА ПОСТОЯННОГО ТОКА

Свойства электромагнитного элемента, как уже указывалось, в значительной степени определяются видом тяговых характеристик его электромагнита. Тяговые усилия могут быть найдены в результате расчета магнитной цепи, причем точность определения тяговых усилий определяется точностью этого расчета.

Основными затруднениями, встречающимися при расчете магнитной системы, являются:

определение потоков рассеяния, т. е. потоков, замыкающихся помимо рабочего воздушного зазора (внутренняя штриховая линия на рис. 72, а);

учет насыщения стали магнитопровода и якоря;

определение величины проводимости воздушных зазоров.

При расчете магнитной цепи электромагнита могут стоять две задачи: прямая и обратная.

При решении прямой задачи необходимо по известному значению н. с. обмотки  $I\omega$  определить величину тягового усилия  $F_T$ , а если требуется, то рассчитать и тяговую характеристику  $F_T = f(X_{ex})$ .

При решении обратной задачи требуется определить н. с. обмотки  $I\omega$ , которая обеспечит заданную величину тягового усилия  $F_T$ , т. е. заданную величину магнитного потока в воздушном зазоре.

Для расчета магнитной цепи с учетом потоков рассеяния и их изменения с изменением воздушного зазора можно пользоваться

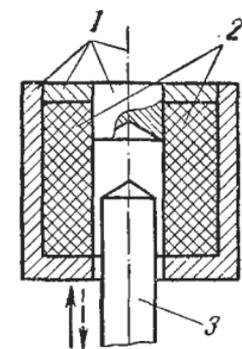


Рис. 74. Магнитная система с цилиндрическим якорем (схематический разрез):

1 — магнитопровод;  
2 — обмотка; 3 — якорь

схемой замещения магнитной цепи, в которой вместо э. д. с. фигурирует создаваемая обмоткой н. с.  $I\omega$ , а вместо электрических сопротивлений — магнитные сопротивления соответствующих участков магнитной цепи  $R_m$  (или, если это удобнее по условиям расчета схемы, можно, как обычно, пользоваться обратными им величинами магнитной проводимости  $G_m = \frac{1}{R_m}$ ).

Один из возможных вариантов подобных схем замещения для магнитной системы (см. рис. 72, а) представлен на рис. 75, а. Магнитная цепь на рисунке условно разбита на несколько участков,

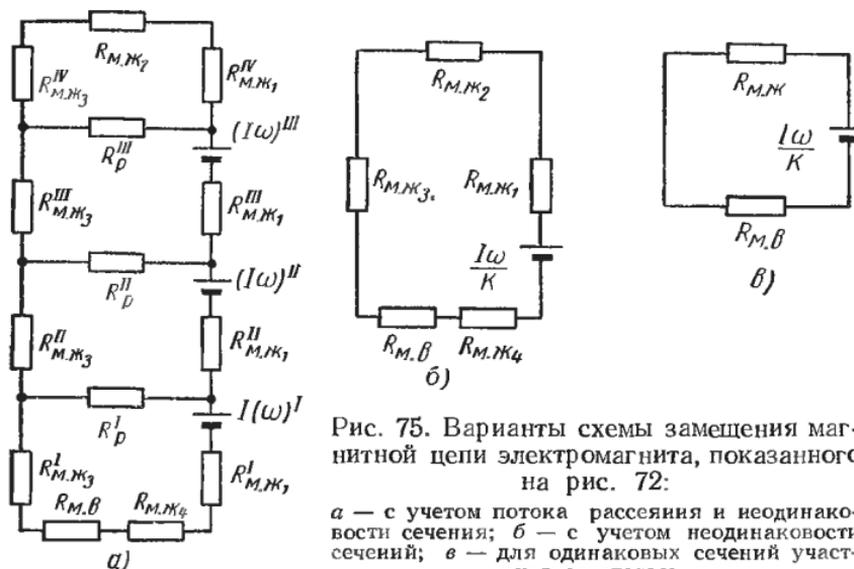


Рис. 75. Варианты схемы замещения магнитной цепи электромагнита, показанного на рис. 72:

а — с учетом потока рассеяния и неодинаковости сечений; б — с учетом неодинаковости сечений; в — для одинаковых сечений участков со сталью

характеризуемых относящимися к ним величинами н. с. и магнитных сопротивлений. При этом сопротивление воздушного рабочего зазора  $R_{м. в}$  принято сосредоточенным, а сопротивление рассеяния  $R_p$  — распределенным между двумя параллельными участками магнитопровода.

Величину магнитного сопротивления воздушных зазоров цепи приближенно (уточнение см. ниже) можно найти из выражения (95):

$$R_{м. в} = \frac{X}{\mu_0 S}.$$

Величина магнитного сопротивления ферромагнитных участков магнитной цепи соответственно определяется выражением

$$R_{м. ст} = \frac{l_{ст}}{\mu S_{ст}} = \frac{l_{ст}}{\mu_0 \mu_r S_{ст}}, \quad (119)$$

где  $\mu$  — абсолютная магнитная проницаемость стали.

Вследствие того, что абсолютная магнитная проницаемость стали  $\mu = \mu_0 \mu_r$ , где относительная магнитная проницаемость  $\mu_r$  зависит от величины магнитной индукции на данном участке магнитопровода, полученная схема замещения представляет собой разветвленную электрическую цепь с нелинейными сопротивлениями.

Располагая основной кривой намагничивания примененного в конструкции ферромагнетика (стали), по схеме замещения сравнительно просто можно найти величину н. с., требующуюся для создания заданной величины магнитного потока  $\Phi$  в воздушном зазоре; обратная задача решается методом последовательных приближений.

Для упрощения расчета учет потоков рассеяния часто выполняют с помощью экспериментальных расчетных коэффициентов  $k$  ( $k > 1$ ). Тогда схема замещения (рис. 75, а), как и схемы замещения многих других конструкций, весьма упрощается и превращается в последовательную электрическую цепь (рис. 75, б), для которой  $\Phi = \Phi_0 = \Phi_{\text{ЭС}_1} = \Phi_{\text{ЭС}_2}$  и т. д.

Величина магнитного потока в рабочем воздушном зазоре ( $\Phi_0 = \Phi$ ) для этого случая определяется из выражения второго закона Кирхгофа для магнитных цепей:

$$\Phi = \frac{I\omega}{R_{\text{м. в}} + R_{\text{м. ЭС}_1} + R_{\text{м. ЭС}_2} + R_{\text{м. ЭС}_3} + \dots}, \quad (120)$$

где

$$R_{\text{м. в}} = \frac{(I\omega)_0}{\Phi}, \quad (121)$$

а

$$R_{\text{м. ЭС}_1} + R_{\text{м. ЭС}_2} + R_{\text{м. ЭС}_3} + \dots = \frac{I\omega_{\text{ЭС}_1} + I\omega_{\text{ЭС}_2} + I\omega_{\text{ЭС}_3} + \dots}{\Phi},$$

причем

$$I\omega_{\text{ЭС}_i} = \Phi R_{\text{м. ЭС}_i} = \Phi \frac{L_{\text{ЭС}_i}}{\mu_0 \mu_r \text{ЭС}_i S_{\text{ЭС}_i}}, \quad (122)$$

где  $\mu_r \text{ЭС}_i$  — относительная магнитная проницаемость для каждого участка  $i$ , которая определяется по кривой намагничивания и зависит от величины индукции  $B_{\text{ЭС}_i} = \frac{\Phi}{S_{\text{ЭС}_i}}$ .

Следовательно, для определения магнитного потока необходимо решить следующую систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} 1. \frac{I\omega}{k} &= I\omega_0 + I\omega_{\text{ЭС}_1} + I\omega_{\text{ЭС}_2} + I\omega_{\text{ЭС}_3} + \dots; \\ 2. I\omega_0 &= \Phi R_{\text{м. в}}; \\ 3. \Phi &= \varphi (I\omega_{\text{ЭС}_1} + I\omega_{\text{ЭС}_2} + I\omega_{\text{ЭС}_3} + \dots). \end{aligned} \right\} \quad (123)$$

Последнее уравнение системы представляется собой как бы уравнение суммарной кривой намагничивания.

Решение данной системы уравнений можно выполнить либо аналитически (аппроксимируя кривую намагничивания), либо широко распространенным графическим приемом.

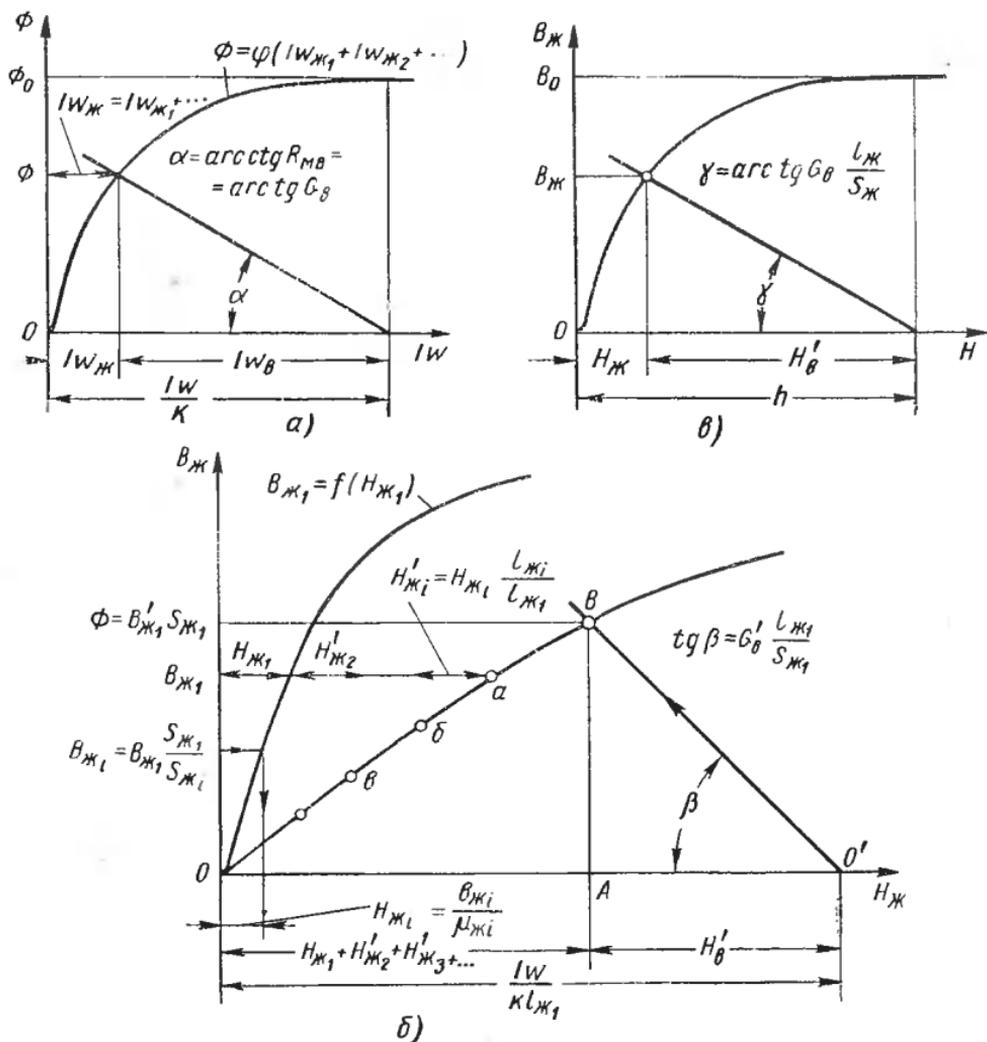


Рис. 76. К расчету схемы замещения магнитной цепи, приведенной на рис. 72, б: а — с перестройкой масштаба осей; б — с использованием приведенной суммарной кривой намагничивания; в — с непосредственным использованием кривой намагничивания  $S_{эс} = \text{const}$

При графо-аналитическом методе расчета вначале строится суммарная кривая намагничивания (рис. 76, а).

Переменная  $H$  в соответствии с законом полного тока заменяется переменной

$$IW_{эсi} = H_{эсi} l_{эсi},$$

а переменная  $B$  заменяется переменной

$$\Phi = B_{\text{эс}_i} S_{\text{эс}_i}.$$

По полученным  $i$  кривым  $\Phi = f(I\omega_{\text{эс}_i})$  для каждого из участков магнитопровода путем суммирования абсцисс (так как  $\Phi = \text{const}$ ) строится суммарная кривая намагничивания

$$\Phi = \varphi(I\omega_{\text{эс}_1} + I\omega_{\text{эс}_2} + I\omega_{\text{эс}_3} + \dots).$$

Затем от начала координат по оси абсцисс откладывается отрезок  $\frac{I\omega}{k}$ , соответствующий н. с., создаваемой обмоткой электромагнита, а от конца отрезка под углом  $\alpha = \text{arcsctg } R_{\text{м. в}}$  к отрицательному направлению оси абсцисс<sup>1</sup> проводится прямая, наклон которой характеризует величину магнитного сопротивления воздушного зазора. Точка пересечения этой прямой с суммарной кривой намагничивания и определит значение магнитного потока  $\Phi$ , соответствующего заданным величинам н. с. обмотки и воздушного зазора.

Меняя последовательность построений, можно этим же методом найти и н. с.  $I\omega$ , требуемую для создания заданного значения магнитного потока при заданной проводимости воздушного зазора. Очень удобной модификацией этого метода является предложенное Б. С. Сотсковым построение, не требующее предварительной перестройки координатных осей и позволяющее вести расчет по приведенной суммарной кривой намагничивания (см. рис. 76, б).

Построение суммарной приведенной кривой намагничивания выполняется на основании следующих рассуждений. Намагничивающую силу в уравнении 1 системы уравнений (123) относят к длине одного из участков магнитопровода, допустим сердечника, длина которого  $l_{\text{эс}_1}$ , тогда

$$\frac{I\omega}{kl_{\text{эс}_1}} = h = \frac{I\omega_{\text{в}}}{l_{\text{эс}_1}} + \frac{I\omega_{\text{эс}_1}}{l_{\text{эс}_1}} + \frac{I\omega_{\text{эс}_2}}{l_{\text{эс}_1}} + \frac{I\omega_{\text{эс}_3}}{l_{\text{эс}_1}} + \dots$$

или

$$h = H'_{\text{в}} + H'_{\text{эс}_1} + H'_{\text{эс}_2} + H'_{\text{эс}_3} + \dots,$$

где  $h$  — удельная н. с. обмотки, отнесенная к  $l_{\text{эс}_1}$ ;  
 $H_{\text{эс}_1}$  — напряженность магнитного поля в сердечнике;  
 $H'_{\text{эс}_i}$  — приведенные напряженности магнитного поля в каждом из участков магнитной цепи (фиктивная расчетная величина), причем

$$H'_{\text{эс}_i} = \frac{I\omega_{\text{эс}_i}}{l_{\text{эс}_1}} = \Phi \frac{R_{\text{эс}_i}}{l_{\text{эс}_1}} = \frac{B_{\text{эс}_1} S_{\text{эс}_1} l_{\text{эс}_i}}{\mu_0 \mu_{\text{рэс}_i} R_{\text{эс}_i} l_{\text{эс}_1}}, \quad (124)$$

<sup>1</sup> При определении угла необходимо учитывать масштаб осей.

$H'_в$  — приведенная к сердечнику  $l_{жс1}$  напряженность магнитного поля в воздушном зазоре, фиктивная расчетная величина

$$H'_в = \frac{l_{\omega в}}{l_{жс1}} = \Phi \frac{R_{л. в}}{l_{жс1}} = \frac{B_{жс1}}{G_в \frac{l_{жс1}}{S_{жс1}}}. \quad (125)$$

Для определения величины  $H'_{жсi}$  необходимо при фиксированных значениях  $B_{жс1}$  вычислить соответствующие значения индукции для  $i$ -х участков магнитной цепи:

$$B_{жсi} = B_{жс1} \frac{S_{жс1}}{S_{жсi}}, \quad (126)$$

а затем по основной кривой намагничивания для этого значения  $B_{жсi}$  (если материал отдельных участков магнитной цепи один и тот же) определить напряженность магнитного поля  $H'_{жсi}$ .

Затем, умножив полученные значения  $H'_{жсi}$  на отношение длин  $\frac{l_{жсi}}{l_{жс1}}$  [см. выражение (124)], определим искомые значения  $H'_{жсi}$ . Отрезки  $H'_{жс2}$ ,  $H'_{жс3}$  и т. д. (см. рис. 76, б) необходимо при фиксированном значении  $B_{жс1}$  отложить вправо от основной кривой намагничивания, что позволит получить точку  $a$  суммарной приведенной кривой намагничивания.

Определяя для ряда значений  $B_{жс1}$  величины  $H'_{жс2}$ ,  $H'_{жс3}$  и т. д., получают ряд точек ( $b$ ,  $v$  и т. д.), по которым строят суммарную приведенную кривую намагничивания:

$$B_{жс1} = \varphi(H_{жс1} + H'_{жс2} + H'_{жс3} + \dots).$$

В этом случае прямая проводится под углом  $\beta = \arctg G_в \frac{l_{жс1}}{S_{жс1}}$  до точки пересечения  $B$  с суммарной приведенной кривой намагничивания.

В частном случае, когда  $S_{жс} = \text{const}$ , система уравнений (123) значительно упрощается и отпадает необходимость построения суммарной приведенной кривой намагничивания.

Действительно, в этом случае будем иметь следующую систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \frac{l\omega}{k} &= I\omega_{жс} + I\omega_в; \\ I\omega_в &= \Phi R_{л. в}; \quad I\omega_{жс} = \Phi R_{л. жс}; \end{aligned} \right\}$$

которая после приведения, т. е. деления всех членов уравнений на  $l_{\text{эс}}$ , примет вид

$$\left. \begin{aligned} h &= \frac{I\omega}{kl_{\text{эс}}} = H_{\text{эс}} + H'_v; \quad H'_v = \frac{B_{\text{эс}}}{G_v \frac{l_{\text{эс}}}{S_{\text{эс}}}}; \\ H_{\text{эс}} &= \varphi(B_{\text{эс}}), \end{aligned} \right\} \quad (127)$$

где последнее уравнение является уравнением основной кривой намагничивания, а  $l_{\text{эс}}$  представляет собой среднюю длину магнитной силовой линии всего магнитопровода. Прямая воздушного зазора в этом случае будет иметь угол наклона  $\gamma = \arctg G_v \frac{l_{\text{эс}}}{S_{\text{эс}}}$ , а значение магнитного потока (или величина  $I\omega_v$ ) будет определяться точкой пересечения ее с основной кривой намагничивания (рис. 76, в).

Определение проводимости воздушного зазора по конструктивным данным электромагнита, как уже отмечалось, является одной из главных трудностей расчета магнитной системы. Вы-

ражение (95) является приближенным даже для самой простейшей формы воздушного зазора — зазора между параллельно расположенными плоскими стальными поверхностями (рис. 77, а). Ошибка в сторону увеличения проводимости возникает из-за наличия так называемых краевых магнитных потоков или потоков выпучивания (пунктирные линии на рис. 77, б).

Точный аналитический расчет проводимостей воздушного зазора, который базируется на методах теории поля, весьма трудоемок, поэтому обычно применяют более простые графические методы.

Для многих форм магнитных зазоров составлены расчетные выражения полуэмпирического характера, к которым прежде всего следует обращаться. Так, для определения проводимости воздушного зазора, показанного на рис. 77, в, рекомендуется выражение

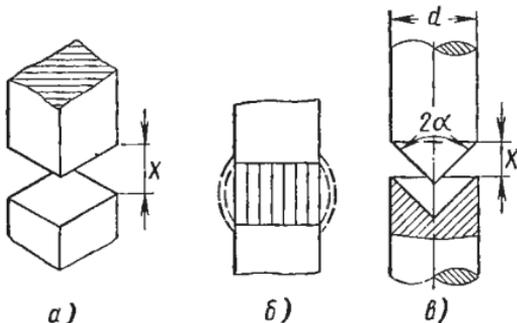


Рис. 77. Некоторые формы воздушных зазоров:

а — прямоугольные параллельные поверхности; б — форма магнитного поля для этого зазора; в — коническая заточка

$$G_v = \mu_0 d \left( \frac{\pi d}{4X \sin^2 \alpha} - \frac{0,157}{\sin^2 \alpha} + 0,75 \right).$$

#### 4. ВРЕМЯ СРАБАТЫВАНИЯ И ОТПУСКАНИЯ РЕЛЕ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Время срабатывания реле постоянного тока можно представить двумя составляющими:

$$t_{сраб} = t_{трос} + t_{дв},$$

где  $t_{трос}$  — время трогания, т. е. промежуток времени, за который ток в обмотке нарастает до значения тока срабатывания (якорь реле в течение этого промежутка времени неподвижен);

$t_{дв}$  — время движения якоря, т. е. время, за которое он совершает полное перемещение (в случае реле с разомкнутыми контактами — до их замыкания).

Время отпускания также состоит из двух аналогичных составляющих.

Конструктивными мерами можно добиться увеличения времени срабатывания реле до 0,1—0,2 сек и более. Такие реле замедленного действия применяются, например, в телемеханических системах, в защитных устройствах, которые должны реагировать на аварийные режимы в качестве реле времени. Для систем же автоматического регулирования необходимы быстродействующие реле. Повышению быстродействия способствует уменьшение массы подвижных частей и применение шихтованного сердечника. Для увеличения времени срабатывания, наоборот, желательно применять сплошной сердечник с малым удельным сопротивлением, а также надевать на сердечник массивные медные кольца или гильзы (короткозамкнутые обмотки). Наведение токов в короткозамкнутых обмотках и вихревых токов в массе сердечника будет по закону Ленца сопровождаться торможением нарастания магнитного потока, что увеличит время трогания.

Очень действенны схемные методы, которые позволяют довести время срабатывания почти до 1 сек, а в случае применения ПТР — до нескольких минут. Эти методы основаны на ускорении или замедлении нарастания тока в обмотке за счет переходных процессов в соответствующих схемах при подключении к источнику постоянного тока.

На рис. 78 приводятся несколько примеров таких схем. В схеме, изображенной на рис. 78, б, последовательно с обмоткой реле включено добавочное сопротивление  $r_{дон}$  и одновременно повышено питающее напряжение на величину  $\Delta U = I_H r_{дон}$  для сохранения прежней величины установившегося тока в обмотке  $I_H$ . При этом постоянная времени цепи, которая в исходной схеме (рис. 78, а) была равна  $T_1 = \frac{L}{r}$ , теперь становится равной  $T_2 = \frac{L}{r + r_{дон}}$ , т. е. уменьшается. Следовательно, скорость нарастания тока в обмотке увеличивается и время трогания уменьшается.

Разумеется, увеличение быстродействия можно достигнуть простым увеличением питающего напряжения, но это может вызвать недопустимое увеличение перегрева обмотки.

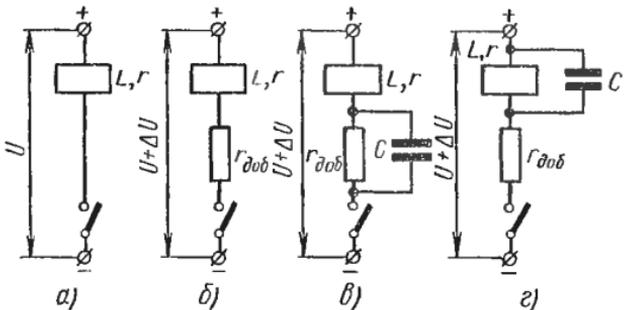
Перегрев обмотки  $\Theta$  обычно определяется по уравнению теплового баланса (68), которое в данном случае должно быть представлено в виде

$$\frac{U^2}{r(1 + \alpha\Theta)} = \eta S\Theta, \quad (128)$$

поскольку медная обмотка должна рассматриваться как терморезистор с температурным коэффициентом  $\alpha$ , непосредственно подключенным к источнику постоянного тока напряжением  $U$ .

Рис. 78. Схемные способы изменения быстродействия реле постоянного тока:

*a* — исходная схема; *б* и *в* — ускоряющие схемы; *г* — замедляющая схема



Следует иметь в виду, что приведенное выражение дает среднее значение температуры. Фактически же внутренние витки обмотки перегреты сильнее внешних.

Ускоряющая схема, приведенная на рис. 78, *в*, дает еще более высокий результат, так как зарядный ток конденсатора  $C$  кратковременно форсирует обмотку. Действие конденсатора наиболее эффективно при критическом режиме заряда, но переход в колебательный режим допускать нельзя. Включение конденсатора согласно рис. 78, *г* вызовет замедление срабатывания, так как в первые моменты конденсатор как бы шунтирует обмотку.

Как правило, конструктивные способы, уменьшающие время срабатывания, будут уменьшать и время отпускания.

## 5. РАСЧЕТ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ В ОБЩЕМ СЛУЧАЕ

При использовании электромагнитных реле и датчиков может возникнуть необходимость в установлении зависимостей между самыми различными величинами, характеризующими работу реле и датчиков в переходном режиме.

Все необходимые динамические характеристики можно найти совместным решением следующих четырех уравнений:

1) уравнения зависимости тока в обмотке от времени

$$ir + \frac{d\psi}{dt} = U; \quad (129)$$

2) уравнения тяговых характеристик

$$F_T = f_1(i, X); \quad (130)$$

3) уравнения механической характеристики

$$F_M = f_2(X); \quad (131)$$

4) уравнения движения подвижных частей под действием разности тяговых и противодействующих усилий

$$F_T - F_M = m \frac{d^2X}{dt^2} + q \frac{dX}{dt} + q_c \operatorname{sign} \left( \frac{dX}{dt} \right), \quad (132)$$

где  $m$  — масса подвижных частей, приведенная к месту отсчета перемещения  $X$ ;

$q$  — коэффициент, характеризующий вязкое трение;

$q_c$  — коэффициент, характеризующий сухое трение; направление усилия, определяемого этим коэффициентом, зависит от знака  $\operatorname{sign}$  скорости, величина же усилия полагается не зависящей от скорости.

Однако даже при введении существенных допущений, вплоть до пренебрежения насыщением стали, совместное решение этих уравнений из-за нелинейности части из них может быть проведено только методами числового интегрирования.

## 6. УПРОЩЕННЫЙ РАСЧЕТ ВРЕМЕНИ СРАБАТЫВАНИЯ РЕЛЕ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Общий характер зависимости тока в обмотке реле от времени при подключении реле к источнику постоянного тока напряжением  $U$  показан на рис. 79. Характер этой зависимости можно найти, если уравнение (108) представить в виде

$$U = ir + \frac{d(iL)}{dt} = ir + L \frac{di}{dt} + i \frac{dL}{dX} \cdot \frac{dX}{dt}, \quad (133)$$

причем промежутку времени до начала движения якоря соответствует уравнение

$$U = ir + L \frac{di}{dt}.$$

Вследствие большой величины начального воздушного зазора магнитная система реле при неподвижном якоре обычно не насыщена и, если пренебрегать действием вихревых токов, индуктивность обмотки реле в этих условиях можно считать постоянной.

Потому току в обмотке до значения тока срабатывания  $I_{ср\text{аб}}$  нарастает по экспоненте

$$i = I_y \left( 1 - e^{-\frac{t}{T_{тр\text{ог}}}} \right),$$

где  $I_y = \frac{U}{r}$  — установившееся значение тока;

$T_{тр\text{ог}} = \frac{L}{r}$  — постоянная времени обмотки при трогании.

Если не учитывать явлений гистерезиса и действия вихревых токов, то ток в обмотке и магнитный поток, а следовательно, и тяговое усилие будут связаны однозначно. Отсюда, полагая  $i = I_{ср\text{аб}}$ , а начальные условия нулевыми, находим время трогания

$$t_{тр\text{ог}} = \frac{L}{r} \ln \frac{I_y}{I_y - I_{ср\text{аб}}}, \quad (134)$$

где в соответствии с выражением (96)

$$L = \omega^2 G_6.$$

По достижении значения тока срабатывания (точка  $a$  на рис. 79) начинается движение якоря и в обмотке наводится дополнительная э. д. с. [последний член правой части выражения (133)], обусловленная изменением индуктивности обмотки при движении якоря и действующая навстречу сетевому напряжению. Наблюдающееся при этом уменьшение тока будет тем более сильным, чем быстрее движется якорь. По окончании движения (точка  $b$ ) ток опять начинает нарастать по закону экспоненты, но с большей постоянной времени  $T_k$ , соответствующей новой (большей) индуктивности притянутого якоря  $L_k$ . Строго говоря, при притянutom якоря уже нельзя пренебречь насыщением магнитной системы и потому  $L_k \neq \text{const}$  и нарастание тока от точки  $b$  до установившегося значения происходит по закону более сложному, чем экспоненциальный. Однако в данном случае нас интересует уже другой промежуток времени — время движения  $t_{\delta\text{в}}$ , для определения которого требуется совместное решение всех четырех исходных уравнений.

Рассмотрим здесь весьма простой приближенный метод определения времени срабатывания, предложенный Н. А. Лифшицем.

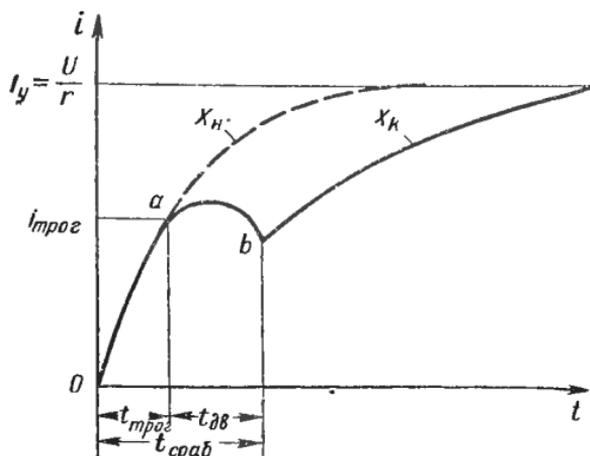


Рис. 79. Изменение тока в обмотке реле при подключении реле к источнику постоянного тока

Этот способ основан на предположении постоянства силы тока в обмотке в течение всего процесса движения якоря, а потому дает результаты лишь самого первого приближения.

При сделанном допущении уравнение (129) принимает вид

$$I = \text{const},$$

причем обычно полагают  $I \approx I_{\text{сраб}}$ .

Уравнение (130) сводится к тяговой характеристике, соответствующей  $I = I_{\text{сраб}}$  (рис. 80, а). Механическая характеристика

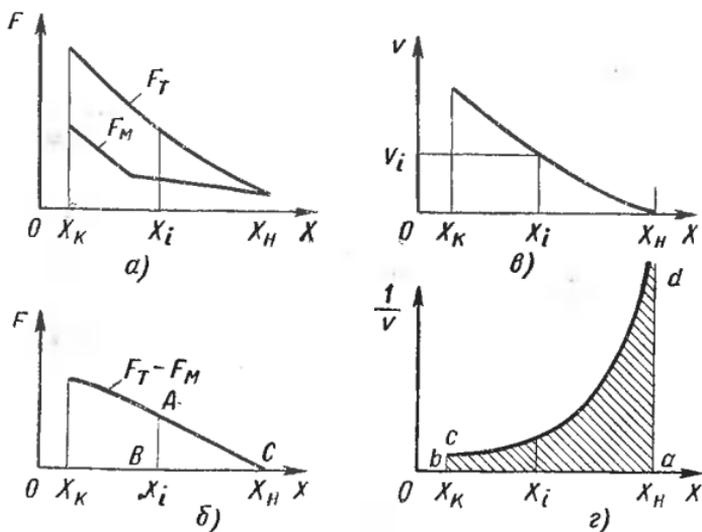


Рис. 80. К расчету времени движения реле:

$a$  — тяговая и механическая характеристики;  $б$  — график результирующих усилий, действующих на якорь;  $в$  — график скорости движения;  $г$  — окончательный расчетный график

[уравнение (131)] при этом может быть любой и задается графически (рис. 80, а).

Если пренебречь вязким и сухим трением, то уравнение движения [уравнение (132)] упростится до соотношения

$$F_T - F_M = m \frac{d^2 X}{dt^2},$$

причем результирующая сила, действующая на якорь,

$$F = F_T - F_M$$

в данном случае зависит только от положения якоря и легко находится графически (рис. 80, б).

Дифференциальное уравнение, соответствующее второму закону Ньютона, представим в форме теоремы об изменении кинетической энергии:

тической энергии, согласно которой работа сил на пути перемещения равна приращению кинетической энергии

$$\int_{x_n}^{x_t} F dx = m \int_0^{v_i} v dv = \frac{mv_i^2}{2},$$

где  $x_n$  и  $x_t$  — соответственно начальное и текущее положения якоря;

$v_i$  — текущая скорость якоря в положении  $X_t$ .

Учитывая, что  $\int_{x_n}^{x_t} F dX \equiv \text{пл. CBA}$  (рис. 80, б), получаем

$$v_i \equiv \sqrt{\frac{2\text{пл. CBA}}{m}}$$

и строим зависимость  $v_i = f(X)$  (рис. 80, в).

Располагая значениями скорости  $v = \frac{dX}{dt}$  в разных положениях якоря, используем очевидное соотношение

$$t_i = \int_{x_n}^{x_t} \frac{1}{v_i} dX,$$

для интегрирования которого строим зависимость  $\frac{1}{v_i} = \varphi(X)$  (рис. 80, г).

Тогда

$$t_{\partial\theta} = \int_{x_n}^{x_k} \frac{dX}{v_i} \equiv \text{пл. abcd},$$

где  $X_k$  — конечное положение якоря.

В заключение отметим, что при анализе систем автоматического регулирования в некоторых случаях можно приблизиться к реально происходящим в системе процессам, если в динамическом отношении характеризовать реле не просто запаздывающим звеном, а последовательно соединенными аperiodическим и запаздывающим звеньями. При этом запаздывающее звено будет характеризовать только принятое неизменным время движения  $t_{\partial\theta}$ , а звено аperiodическое (с входной координатой — напряжение на клеммах обмотки и выходной координатой — ток в обмотке реле) — время трогания  $t_{\text{трос.}}$ . Такое замещение особенно подходит для поляризованных двухпозиционных реле. У реле же нейтральных постоянные времена при срабатывании и отпускании могут отличаться очень сильно.

Отличие электромагнитных поляризованных реле от рассмотренных выше обычных электромагнитных реле, которые иногда называют нейтральными электромагнитными реле, заключается в том, что направление перемещения якоря у них зависит от полярности подаваемого на обмотку напряжения. Другими словами, поляризованные реле являются реверсивными элементами.

Чувствительность к полярности подаваемого напряжения при этом достигается применением двух независимых друг от друга потоков: управляющего (рабочего), создаваемого управляющей (входной) обмоткой, и неизменного по величине и направлению поляризующего потока, который создается постоянным магнитом, а в некоторых случаях — специальной поляризующей обмоткой.

В качестве примера рассмотрим реле с дифференциальной магнитной цепью (рис. 81), в котором в одной части воздушного зазора поляризующий и управляющий потоки складываются, а в другой вычитаются.

Пусть якорь 3 свободно вращается на оси и при невозбужденной обмотке 2 может располагаться либо слева, либо справа, но не удерживается в среднем положении, которое является неустойчивым. Такая конструкция называется двухпозиционной.

Рис. 81. Магнитная система поляризованного электромагнитного элемента с дифференциальной магнитной цепью:

1 — магнитопровод; 2 — управляющая (входная) обмотка; 3 — якорь

Допустим, что при обесточенной обмотке якорь находится слева. Тогда магнитные потоки слева и справа соответственно будут равны

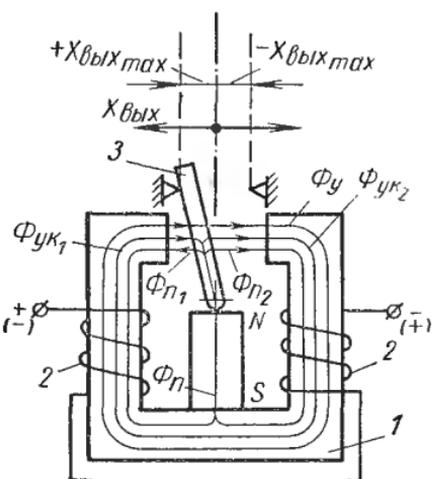
$$\Phi_1 = \Phi_{n_1} \text{ и } \Phi_2 = \Phi_{n_2}.$$

Поскольку левый зазор меньше правого, магнитный поток слева будет более сильным:

$$\Phi_1 > \Phi_2$$

и результирующая сила, действующая на якорь, также будет направлена влево.

При наличии входного сигнала в зависимости от его полярности магнитные потоки в одном из воздушных зазоров будут складываться, а в другом вычитаться.



Допустим, что

$$\Phi_1 = \Phi_{n_1} - (\Phi_y + \Phi_{y, \kappa_1}) \text{ и } \Phi_2 = \Phi_{n_2} + (\Phi_y + \Phi_{y, \kappa_2}),$$

где  $\Phi_{y, \kappa_1}$  — управляющий магнитный поток, сцепленный только с левой катушкой обмотки;

$\Phi_{y, \kappa_2}$  — управляющий магнитный поток, сцепленный только с правой катушкой обмотки;

$\Phi_y$  — управляющий магнитный поток, сцепленный с обеими катушками.

При постепенном увеличении тока в обмотке от нуля будет возрастать значение слагаемых в скобках и при некотором значении тока окажется, что

$$\Phi_1 < \Phi_2,$$

т. е. результирующая сила будет направлена уже вправо и якорь перебросится в правое положение. После обесточения обмотки якорь останется в правом положении и для переброски якоря влево требуется изменение полярности входного напряжения.

Ток срабатывания, очевидно, соответствует граничному соотношению

$$\Phi_1 = \Phi_2,$$

а статическая характеристика двухпозиционного поляризованного реле имеет вид, приведенный на рис. 82, а, где  $X_{\text{вых}}$  — смещение якоря с нейтрали (см. рис. 81).

Весьма распространена в автоматике также трехпозиционная конструкция поляризованных реле, в которой якорь выполняется пружинящим и поэтому при обесточенной входной обмотке якорь занимает среднее положение (и ни один из контактов не замкнут). Статическая характеристика трехпозиционного реле показана на рис. 82, б.

Поляризованные реле часто выполняют с несколькими входными обмотками, что позволяет в самом реле сложить сигналы.

Как правило, якорь реле управляет контактами, причем замыкание левого и правого контактов вызывает подачу в выходную цепь (цепь нагрузки реле) напряжения различной полярности. Таким образом, и здесь (см. п. 1 настоящей главы) поляризованное реле будет выполнять роль управляющего устройства элемента с промежуточным преобразованием формы энергии, который является электромеханическим усилителем.

Кроме чувствительности к полярности, поляризованные реле отличаются очень малой потребляемой мощностью. Для срабатывания поляризованного реле достаточно подвести мощность порядка милливольт (в специальных исполнениях — значительно меньше), в то время как чувствительные нейтральные реле имеют

мощности срабатывания порядка десятых долей ватта. Большое достоинство поляризованных реле — малое их время срабатывания, составляющее обычно миллисекунды.

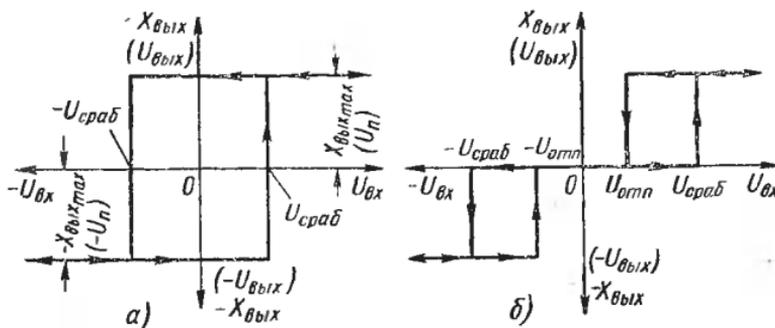


Рис. 82. Статические характеристики поляризованного реле:  
 а — двухпозиционные реле; б — трехпозиционные реле

В ряде случаев возникает необходимость в реверсивных устройствах, которые преобразовывали бы подводимый электрический сигнал в пропорциональное перемещение. Особенно часто такие устройства применяются для перемещения золотников, заслонок и струйных трубок гидравлических усилителей.

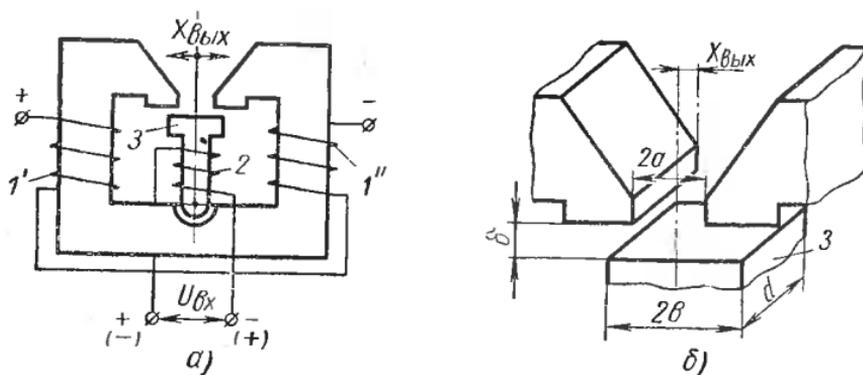


Рис. 83. Поляризованный управляющий пропорциональный элемент:  
 а — общая электромеханическая схема; б — полюса и якорь; 1' и 1'' — поляризирующие обмотки; 2 — управляющая (входная) обмотка; 3 — якорь

В принципе требуемую пропорциональную зависимость можно получить и от системы, приведенной на рис. 81, если в ней применить противодействующие пружины и нужным образом согласовать тяговую и механическую характеристики. Однако на практике для этой цели чаще применяются поляризованные электромагнитные управляющие элементы, один из вариантов схемы которых представлен на рис. 83, а. Эти элементы позволяют получить пропорциональную зависимость между током в управляющей (входной) обмотке 2 и перемещением якоря 3 без применения противо-

действующих пружин. Поляризуемый поток создается обмотками 1, но, как и в случае реле, для этой цели могут быть применены постоянные магниты. Обмотка 2 является неподвижной и якорь перемещается внутри нее.

При отсутствии входного сигнала якорь будет находиться в среднем положении, равномерно перекрывая левый и правый наконечники, и такое положение будет устойчивым<sup>1</sup>. Это происходит потому, что каждый из полюсов создает тяговый момент, стремящийся затянуть якорь под соответствующий полюс, но момент этот уменьшается по мере увеличения перекрытия якоря и полюсного наконечника (когда якорь полностью затянут под полюс, действующий на него момент будет равен нулю). При возбуждении управляющей обмотки симметрия потоков при среднем положении якоря нарушается и равновесие моментов наступает уже в ином положении, определяемом интенсивностью и знаком входного сигнала.

Рассмотренная конструкция используется для выходных перемещений, соответствующих поворотам якоря на углы порядка  $\pm 2^\circ$ , что обычно оказывается достаточным для воздействия на гидравлические усилители. Существуют конструкции, в которых углы поворота доведены до десятков градусов, а также конструкции с линейным перемещением.

## 8. ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА ПОЛЯРИЗОВАННЫХ РЕЛЕ И ПОЛЯРИЗОВАННЫХ ПРОПОРЦИОНАЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Расчет поляризованных реле принципиально не отличается от расчета нейтральных электромагнитных реле. При расчете тяговых характеристик необходимо лишь учитывать наличие поляризуемого поля.

Рассмотрим упрощенный расчет тяговых характеристик на примере конструкции двухпозиционного реле (см. рис. 81). Будем для простоты пренебрегать потоками рассеяния и эффектом выпучивания магнитного поля в зазорах. Кроме того, учтем, что для лучшего использования постоянных магнитов магнитопровод поляризованного реле обычно выполняется ненасыщенным. Это обстоятельство не только позволяет применить принцип наложения к расчету магнитной цепи, но даже с достаточной степенью точности вообще пренебречь сопротивлением магнитопровода  $l$  из магнитомягкой стали. Что же касается самого постоянного магнита  $NS$ , выполняемого из магнитотвердых материалов, то его сопротивление для потока, создаваемого управляющими обмотками 2, наоборот, оказывается весьма большим. Последнее обстоятельство позволяет пренебрегать той частью потока от управляющих обмоток, которая ответвляется в постоянный магнит, т. е. потоками  $\Phi_{y. \kappa_1}$  и  $\Phi_{y. \kappa_2}$ .

<sup>1</sup> Это явление иногда называют «электрической пружиной».

В соответствии со сказанным можно отдельно найти потоки в воздушных зазорах от постоянного магнита  $\Phi_{n_1}$  и  $\Phi_{n_2}$  и потоки от управляющих обмоток, а результирующие потоки  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$  определить путем суммирования.

Для определения потоков от управляющих обмоток будем пользоваться схемой замещения, приведенной на рис. 84, а. Здесь  $(I\omega)_y$  представляет собой суммарную н.с. обеих управляющих обмоток, а  $R_{m_1}$  и  $R_{m_2}$  — соответственно магнитные сопротивления левого и правого воздушных зазоров. При сделанных допущениях поток от управляющих обмоток одинаков в левом и правом зазорах и равен

$$\Phi_y = \frac{(I\omega)_y}{R_{m_1} + R_{m_2}}. \quad (135)$$

Тогда результирующие потоки слева и справа, записанные в общем виде без учета направления потоков, соответственно равны

$$\Phi_1 = \Phi_{n_1} + \Phi_y; \quad (136)$$

$$\Phi_2 = \Phi_{n_2} + \Phi_y. \quad (137)$$

Потоки от постоянного магнита будем определять, пользуясь схемой замещения, изображенной на рис. 84, б. Величина  $(I\omega)_n$  представляет собой намагничивающую силу постоянного магнита,  $R_{m_n}$  — его магнитное сопротивление (нелинейное), а  $R_{m_3}$  — магнитное сопротивление воздушных зазоров в месте заделки оси якоря. Сопротивлением магнитопровода по-прежнему пренебрегаем.

Для нахождения общего потока постоянного магнита

$$\Phi_n = \Phi_{n_1} + \Phi_{n_2} \quad (138)$$

необходимо располагать кривой размагничивания материала магнита, которая представляет собой часть петли гистерезиса (рис. 85, а), лежащую во втором квадранте.

Допустим, что постоянный магнит, выполненный в виде замкнутой магнитной системы (например, в виде тороида), подвергался намагничиванию до состояния насыщения, характеризуемого индукцией  $B_{\max}$ . Тогда величина остаточной индукции равна  $B_0$ , а величина коэрцитивной силы  $H_0$ . Для конкретной конструкции кривая размагничивания в координатах  $B$  и  $H$  легко может быть перестроена в координаты  $\Phi$  и  $I\omega$  (рис. 85, б), причем

$$\Phi = BS_n \text{ и } I\omega = HI_n,$$

где  $S_n$  — сечение магнита;

$l_n$  — средняя длина силовой линии в магните.

При этом намагничивающая сила постоянного магнита  $(I\omega)_n = H_0 l_n$ , а остаточный поток при отсутствии воздушных зазоров

$\Phi_{n_0} = B_0 S_n$ . Если магнит имеет незамкнутую форму и воздушный зазор характеризуется проводимостью  $G_v$ , то остаточный поток может быть найден обычным графическим приемом<sup>1</sup>. Проводя из начала координат прямую под углом  $\alpha = \text{arctg } G_v$  (рис. 85, б), находим величину магнитного потока от постоянного магнита  $\Phi_n$ . Как видно из графика, часть намагничивающей силы постоянного магнита теперь расходуется на проведение потока через воздушный зазор.

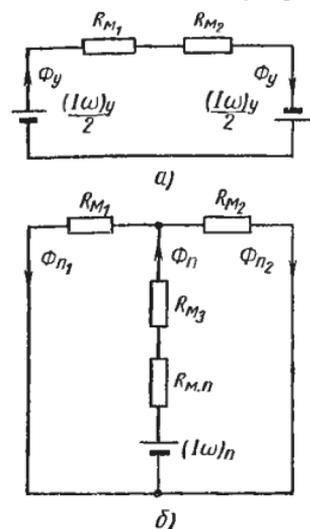


Рис. 84. Схемы замещения поляризованного реле (см. рис. 81):

а — для потоков от управляющих обмоток; б — для поляризирующих потоков от постоянного магнита

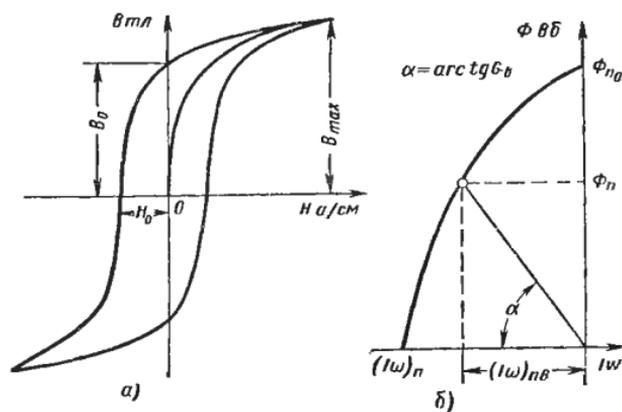


Рис. 85. К расчету поляризирующего потока: а — петля гистерезиса; б — кривая размагничивания

В нашем случае в соответствии со схемой замещения (рис. 84, б)

$$G_v = \frac{1}{R_{и-в}} = \frac{1}{R_{M3} + \frac{R_{M1} R_{M2}}{R_{M1} + R_{M2}}}$$

Найденный таким образом общий поток постоянного магнита распределится по зазорам обратно пропорционально их магнитным сопротивлениям, т. е.

$$\Phi_{n_1} = \Phi_n \frac{R_{M_2}}{R_{M_1} + R_{M_2}};$$

$$\Phi_{n_2} = \Phi_n \frac{R_{M_1}}{R_{M_1} + R_{M_2}}.$$

<sup>1</sup> Здесь предполагается, что намагничивание производилось на собранном реле. Если незамкнутый магнит намагничивается отдельно, то необходимо рассматривать петлю частного цикла, соответствующую изменениям проводимости воздушного зазора в результате сборки реле.

Пренебрегая эффектом выпучивания в воздушных зазорах, используем известное выражение (95):

$$R_{м.с} = \frac{X}{\mu_0 S_{\theta}},$$

откуда

$$\Phi_{n_1} = \Phi_n \frac{X_2}{X_1 + X_2}; \quad (139)$$

$$\Phi_{n_2} = \Phi_n \frac{X_1}{X_1 + X_2}, \quad (140)$$

где  $X_1$  — длина левого воздушного зазора;

$X_2$  — длина правого воздушного зазора.

Пусть якорь находится слева и ток в управляющей обмотке отсутствует. Тогда на основании формулы Максвелла сила, действующая на якорь за счет поляризующего потока, будет равна

$$F'_T = F'_{T_1} - F'_{T_2} = \frac{\Phi_{n_1}^2 - \Phi_{n_2}^2}{2\mu_0 S_{\theta}}$$

или с учетом соотношений (139) и (140)

$$F'_T = \frac{\Phi_n^2}{2\mu_0 S_{\theta}} \cdot \frac{X_2 - X_1}{X_1 + X_2}. \quad (141)$$

Поскольку  $X_2 > X_1$ , результирующая сила будет притягивать якорь к полюсному наконечнику. Она определяет величину контактного давления при отсутствии управляющего сигнала.

Если якорь по-прежнему находится слева, но в цепи управления появился ток, вызывающий в соответствии с выражением (135) магнитный поток  $\Phi_y$ , то действующая на якорь сила с учетом соотношений (136) и (137) и направлений потоков в конструкции, приведенной на рис. 81, будет

$$\begin{aligned} F_T = F_{T_1} - F_{T_2} &= \frac{(\Phi_{n_1} - \Phi_y)^2 - (\Phi_{n_2} + \Phi_y)^2}{2\mu_0 S_{\theta}} = \\ &= \frac{\Phi_{n_1}^2 - \Phi_{n_2}^2 - 2\Phi_y(\Phi_{n_1} + \Phi_{n_2})}{2\mu_0 S_{\theta}}. \end{aligned}$$

Учитывая соотношения (139), (140), получим

$$F_T = \frac{1}{2\mu_0 S_{\theta}} \left[ \frac{\Phi_n^2 X_2^2}{(X_1 + X_2)^2} - \frac{\Phi_n^2 X_1^2}{(X_1 + X_2)^2} - 2\Phi_y \Phi_n \right]$$

или окончательно

$$F_T = \frac{\Phi_n^2}{2\mu_0 S_y} \left( \frac{X_2 - X_1}{X_1 + X_2} - \frac{2\Phi_y}{\Phi_n} \right). \quad (142)$$

Полученное выражение позволяет построить тяговые характеристики. При этом направление результирующей силы будет менять свой знак.

Для поляризованного реле с нейтральной регулировкой противодействующее усилие равно нулю (противодействующих пружин нет). Поэтому величина потока срабатывания соответствует нулевому усилию на якоре, т. е. определяется из условия

$$\frac{X_2 - X_1}{X_1 + X_2} - \frac{2\Phi_y}{\Phi_n} = 0$$

и равна

$$\Phi_{y \text{ сраб}} = \frac{\Phi_n (X_2 - X_1)}{2(X_1 + X_2)}, \quad (143)$$

где зазоры  $X_1$  и  $X_2$  должны соответствовать крайнему левому положению.

Для крайнего правого положения знак потока срабатывания, а следовательно, и тока срабатывания будет обратным.

Приведенные соотношения можно рекомендовать в качестве первого приближения.

Рассмотрим упрощенный расчет характеристик поляризованного пропорционального элемента на примере конструкции, схема которой приведена на рис. 83, а.

Расчет характеристик поляризованного пропорционального реле отличается от вышеприведенного расчета тяговых усилий поляризованного реле тем, что поскольку направление перемещения якоря не совпадает с направлением магнитных силовых линий в воздушном зазоре, тяговые усилия должны определяться методом энергетического баланса (см. п. 2 настоящей главы).

Что касается выше сформулированных допущений и обозначений в схемах замещения для магнитной системы поляризованного реле, то они будут справедливы и для рассматриваемого случая.

Тогда общая схема замещения магнитной системы поляризованного пропорционального элемента при ненасыщенном магнитопроводе без учета потока рассеяния и выпучивания будет соответствовать схеме, приведенной на рис. 86, а.

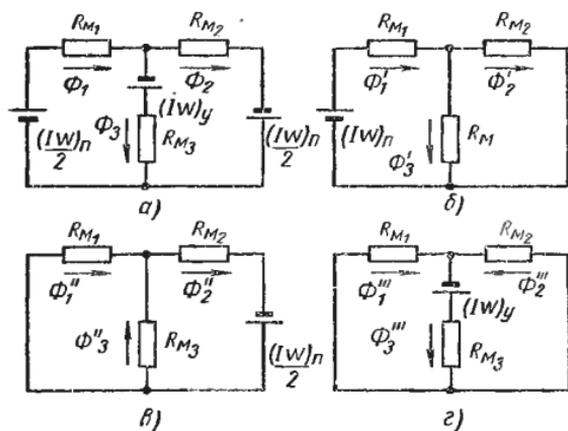


Рис. 86. Схемы замещения поляризованного пропорционального элемента:

а — общая; б, в и г — с одним из источников н. с.

Причем, согласно выражению (95), будем иметь

$$R_{M_1} = \frac{\delta}{\mu_0 d (l - X_{\text{облх}})}; \quad (144)$$

$$R_{M_2} = \frac{\delta}{\mu_0 d (l + X_{\text{облх}})}; \quad (145)$$

$$R_{M_3} = \text{const},$$

где  $\delta$  — воздушный зазор между якорем и полюсами магнитопровода;

$d$  — толщина якоря;

$X_{\text{облх}}$  — смещение якоря относительно нейтрального положения,  $l = b - a$  (см. рис. 83, б).

Усилие, действующее на якорь, согласно выражению (116), определится как

$$F_T = \frac{d \sum A}{dX_{\text{облх}}}, \quad (146)$$

где  $\sum A$  — суммарная энергия, сосредоточенная во всех трех воздушных зазорах, т. е.

$$\sum A = A_1 + A_2 + A_3,$$

причем

$$A_1 = \frac{1}{2} \sum \Phi_1^2 R_{M_1}, \quad A_2 = \frac{1}{2} \sum \Phi_2^2 R_{M_2} \quad \text{и} \quad A_3 = \frac{1}{2} \sum \Phi_3^2 R_{M_3},$$

а  $A$  и  $\Phi$  с соответствующими индексами представляют собой энергию и суммарный магнитный поток в каждом воздушном зазоре (рис. 86, а).

Для определения суммарных магнитных потоков воспользуемся схемами замещения магнитной системы элемента, в которых присутствует только один источник н. с., т. е. используем принцип наложения для ненасыщенных магнитных систем (рис. 86, б, в, г).

Тогда

$$\Phi_1' = \frac{(I\omega)_n}{2} \cdot \frac{R_{M_2} + R_{M_3}}{\Delta}, \quad \Phi_2' = \frac{(I\omega)_n}{2} \cdot \frac{R_{M_3}}{\Delta} \quad \text{и} \quad \Phi_3' = \frac{(I\omega)_n}{2} \cdot \frac{R_{M_2}}{\Delta};$$

$$\Phi_1'' = \frac{(I\omega)_n}{2} \cdot \frac{R_{M_3}}{\Delta}, \quad \Phi_2'' = \frac{(I\omega)_n}{2} \cdot \frac{R_{M_1} + R_{M_3}}{\Delta}$$

$$\text{и} \quad \Phi_3'' = \frac{(I\omega)_n}{2} \cdot \frac{R_{M_1}}{\Delta};$$

$$\Phi_1''' = (I\omega)_y \cdot \frac{R_{M_2}}{\Delta}, \quad \Phi_2''' = (I\omega)_y \cdot \frac{R_{M_1}}{\Delta} \quad \text{и} \quad \Phi_3''' = (I\omega)_y \cdot \frac{R_{M_1} + R_{M_2}}{\Delta},$$

где

$$\Delta = R_{M_1} R_{M_2} + R_{M_2} R_{M_3} + R_{M_3} R_{M_1}. \quad (147)$$

Отсюда суммарный магнитный поток в левом воздушном зазоре

$$\sum \Phi_1 = \Phi_1' + \Phi_1'' + \Phi_1''' = \frac{1}{\Delta} \left\{ R_{M_2} \left[ \frac{1}{2} (I\omega)_n + (I\omega)_y \right] + (I\omega)_n R_{M_3} \right\}; \quad (148)$$

в правом воздушном зазоре

$$\sum \Phi_2 = \Phi_2' + \Phi_2'' + \Phi_2''' = \frac{1}{\Delta} \left\{ R_{M_1} \left[ \frac{1}{2} (I\omega)_n - (I\omega)_y \right] + (I\omega)_n R_{M_3} \right\} \quad (149)$$

и в воздушном зазоре в месте крепления от якоря

$$\sum \Phi_3 = \Phi_3' + \Phi_3'' + \Phi_3''' = \frac{1}{\Delta} \left\{ \frac{1}{2} (I\omega)_n (R_{M_2} - R_{M_1}) + (I\omega)_y (R_{M_1} + R_{M_2}) \right\}. \quad (150)$$

Используя выражения (144), (145) — (150), можно представить энергии в отдельных воздушных зазорах как функцию положения

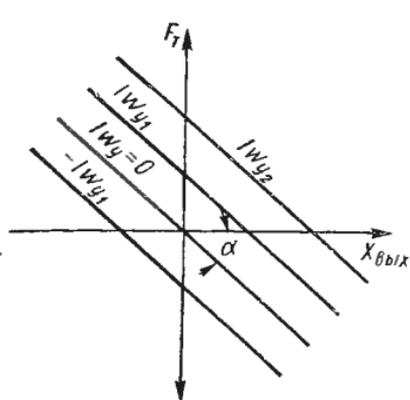


Рис. 87. Семейство тяговых характеристик поляризованного пропорционального элемента

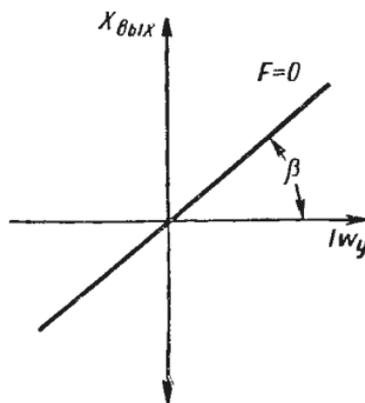


Рис. 88. Статическая характеристика поляризованного пропорционального элемента

якоря  $X_{\theta_{\text{вблх}}}$ . Затем дифференцируя полученные выражения по  $X_{\theta_{\text{вблх}}}$  и суммируя их, окончательно после ряда преобразований получим искомое выражение для тяговой характеристики

$$F = \frac{dA_1}{dX_{\theta_{\text{вблх}}}} + \frac{dA_2}{dX_{\theta_{\text{вблх}}}} + \frac{dA_3}{dX_{\theta_{\text{вблх}}}} = \frac{(I\omega)_n \mu_0 d}{\delta + 2\mu_0 d l R_{M_3}} (I\omega)_y - \frac{(I\omega)_n^2 \mu_0^2 d^2 R_{M_3}}{\delta(\delta + 2\mu_0 d l R_{M_3})} X_{\theta_{\text{вблх}}}, \quad (151)$$

т. е. тяговая характеристика поляризованного пропорционального элемента будет прямолинейной с углом наклона  $\alpha = \text{arctg } C$  (рис. 87).

Действительно,

$$F = B (I\omega)_y - CX_{\text{вых}},$$

где

$$B = \frac{(I\omega)_n \mu_0 d}{\delta + 2\mu_0 d l R_{\text{мз}}} = \text{const} \text{ и } C = \frac{(I\omega)_n^2 \mu_0^2 d^2 R_{\text{мз}}}{\delta(\delta + 2\mu_0 d l R_{\text{мз}})} = \text{const}.$$

Для ненагруженного элемента, когда усилие, действующее на якорь, отсутствует ( $F = 0$ ), статическая характеристика  $X_{\text{вых}} = f(I\omega)_y$  будет также прямолинейной (см. рис. 88), причем

$$X_{\text{вых}} = \frac{B}{C} (I\omega)_y = K (I\omega)_y$$

и угол наклона  $\beta = \text{arctg } K = \text{arctg } \frac{B}{C}$ .

## 9. ОСОБЕННОСТИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ РЕЛЕ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Под реле переменного тока подразумеваются реле, которые должны срабатывать и оставаться то или иное время включенными при питании их обмоток переменным током определенной частоты.

В электромагнитах переменного тока магнитный поток в первом приближении (при ненасыщенном магнитопроводе) изменяется во времени по синусоиде. Тяговое усилие пропорционально квадрату потока, не зависит от его направления и в соответствии с выражением (118) меняется по закону (рис. 89):

$$F_T = \frac{(\Phi_m \sin \omega t)^2}{2\mu_0 S} = \frac{\Phi_m^2}{4\mu_0 S} (1 - \cos 2\omega t).$$

Существенно, что в моменты перехода магнитного потока через нуль тяговое усилие также становится равным нулю, а для промежутков времени  $\Delta t$  тяговое усилие оказывается меньше противодействующих усилий  $F_M$  (усилие пружин, силы тяжести и т. п.). В эти моменты притянутый якорь отходит от полюсного наконечника и образуется воздушный зазор, но быстро нарастающее тяговое усилие опять вызывает притяжение якоря. В результате якорь и все подвижные детали реле вибрируют с недопустимой амплитудой. Если при этом якорь перемещает контакты, то обычно наблюдается даже полное нарушение контакта.

Для устранения этого явления на границе торца магнитопровода с воздушным зазором укрепляют массивные медные короткозамкнутые витки, которые охватывают от половины до двух третей площади торца (рис. 90). В результате реакции со стороны витка, представляющего собой короткозамкнутую вторичную об-

мотку, магнитные потоки через охваченное и неохваченное витком сечения будут сдвинуты по фазе. В результате в воздушном зазоре будут действовать два смещенных пространственно и по фазе по-

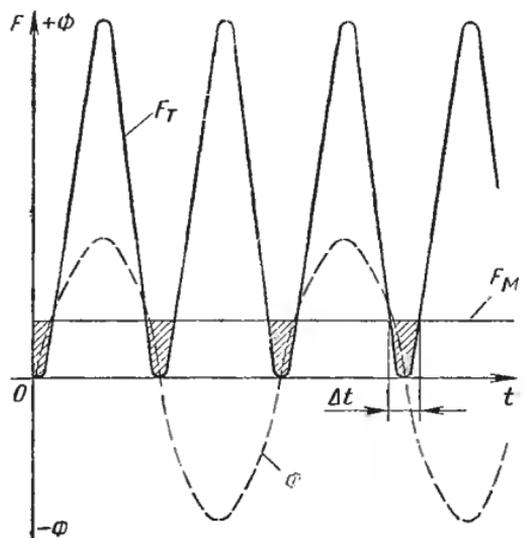


Рис. 89. Пульсация тягового усилия неэкранированного электромагнита переменного тока

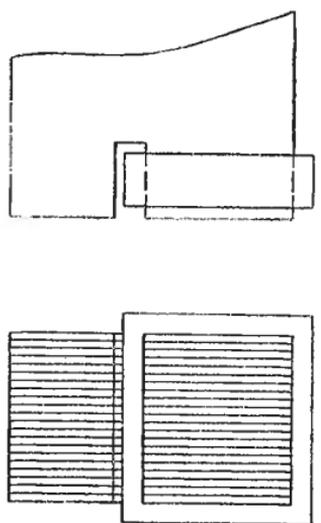


Рис. 90. Расположение короткозамкнутого витка в электромагните переменного тока

тока, и тяговое усилие теперь не будет падать до нуля. При этом минимальное значение потока можно сделать таким, чтобы тяговое усилие в любой момент времени превосходило противодействующие усилия.

## 10. МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ, ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЕ, ИНДУКЦИОННЫЕ РЕЛЕ И ДАТЧИКИ И БЕЗЪЯКОРНЫЕ РЕЛЕ

Электрическая энергия преобразуется в движение в устройствах автоматики не только электромагнитными механизмами, но также при помощи магнитоэлектрических, электродинамических и индукционных систем. Принцип действия этих систем хорошо известен, так как они широко используются в электроизмерительных приборах.

В магнитоэлектрических системах обтекаемая входным током рамка (обмотка) поворачивается в поле постоянного магнита или в поле, создаваемом током независимого источника питания. Магнитоэлектрические реле, как и поляризованные, реагируют на знак подводимого напряжения и еще более чувствительны, чем поляризованные (мощность срабатывания до  $10^{-10}$  Вт). Однако время срабатывания чувствительных магнитоэлектрических реле велико (сотые и даже десятые доли секунды). Тем не менее магнито-

Электрические системы находят применение в системах регулирования. Примером может служить многорамочное суммирующее устройство, в котором на каждую рамку подается соответствующая составляющая сигнала, а результирующий момент является алгебраической суммой этих составляющих. С осью связан потенциометр, получающий питание от независимого источника напряжения. Снимаемое со щеток выходное напряжение одновременно подается на специальную рамку так, что поступающий в эту рамку ток вызывает противодействующий момент, стремящийся вернуть рамку в исходное положение. Подобная «электрическая пружина» заменяет обычные противодействующие пружины.

Магнитоэлектрические механизмы с пропорциональной зависимостью перемещения рамки от протекающего по ней тока применяются для перемещения золотников, заслонок и струйных трубок.

Электродинамические системы отличаются от магнитоэлектрических тем, что в них рамка помещается в поле, создаваемое неподвижной обмоткой, в которой также протекает входной ток. Чувствительность этих систем невысока, так как основная часть входной мощности тратится на создание поля. Электродинамические системы пригодны и для питания их переменным током. Существенно, что в последнем случае развиваемый рамкой момент будет зависеть не только от величины, но и от сдвига фаз токов, протекающих по рамке и по неподвижной обмотке.

В индукционных системах вращающий момент создается от взаимодействия магнитных полей статора с токами, индуктированными этими полями в роторе. Они фактически являются примитивными электродвигателями переменного тока с однофазным питанием.

Кроме конструктивной сложности, индукционные реле имеют такие недостатки, как зависимость параметров от частоты (а следовательно, и формы) тока, сильная зависимость от окружающей температуры, обусловленная температурным коэффициентом сопротивления материала ротора, и сравнительно большое время срабатывания — порядка десятков миллисекунд.

В последнее время находят применение магнитоуправляемые контакты (их называют «герконы», МУК и т. д.), которые размещаются внутри обмотки и по существу представляют собой безъякорные реле. Контакты в виде двух пластин из ферромагнитного материала (пермаллой и др.) помещаются внутри стеклянной ампулы, наполненной аргоном (иногда водородом).

При подаче входного сигнала  $U_{вх}$  в обмотку, внутри которой расположен МУК (число их может достигать десятка), происходит намагничивание ферромагнитных пластин, возникают усилия притяжения и концы пластин образуют контакт, коммутирующий выходную цепь нагрузки. При отключении обмотки от источника  $U_{вх}$  пластины под действием упругих сил возвращаются в исходное состояние.

Малое расстояние между контактами и малая инерционность подвижных частей обеспечивают высокое быстродействие реле — время срабатывания достигает 10 мксек.

## 11. ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛИ

Электродвигатели в системах автоматического регулирования выполняют роль исполнительных элементов (серводвигателей). Они используются для отклонения рулей (электрические рулевые машинки), перемещения пушек, пулеметов и радиолокационных антенн, перемещения управляющих органов авиадвигателей и др.

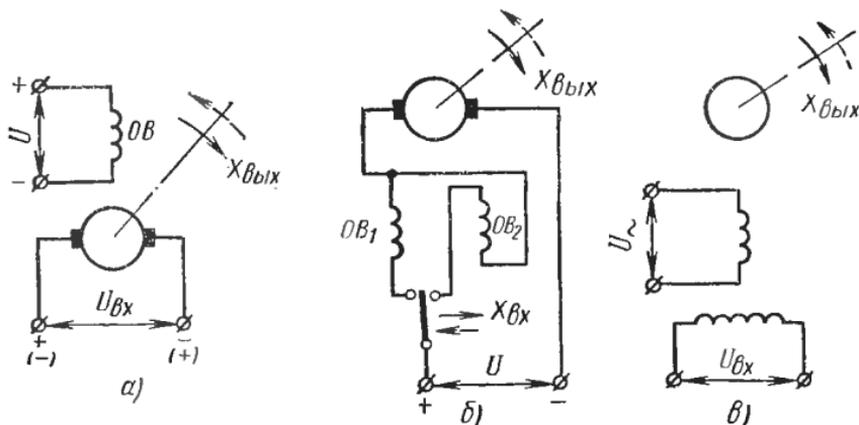


Рис. 91. Схемы включения исполнительных электродвигателей:

*а* — постоянного тока с независимым возбуждением; *б* — постоянного тока с последовательным возбуждением; *в* — двухфазного

Наиболее часто в авиационных системах автоматического регулирования применяются электродвигатели трех типов: постоянного тока с независимым возбуждением, постоянного тока с последовательным возбуждением и двухфазные асинхронные, принцип действия и теория которых известны из курса электрических машин. Реверсивные схемы включения этих двигателей приведены на рис. 91.

Скорость вращения двигателя с независимым возбуждением пропорциональна величине входного напряжения, подведенного к якорю, а направление вращения определяется знаком напряжения. Входное напряжение на электродвигатель, как правило, поступает от электромашинного усилителя (см. гл. VIII), при этом

$$\omega_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вх}} - I_{\text{я}} R_{\text{я}}}{C_e},$$

где  $I_{\text{я}}$  — ток, протекающий в цепи якоря;  
 $R_{\text{я}}$  — сопротивление цепи якоря;  
 $C_e$  — коэффициент противо-э. д. с.

Вращающий момент на валу двигателя  $M_{\text{дв}} = C_M I_{\text{я}}$ , где  $C_M$  — коэффициент момента.

Значения коэффициентов  $C_e$  и  $C_M$  зависят от порога возбуждения и конструктивных параметров и могут быть определены по паспортным данным двигателя, где обычно указываются  $U_{\text{ном}}$ ,  $I_{\text{ном}}$ ,  $n_{\text{ном}}$ .

Тогда

$$C_e = \frac{U_{\text{вх ном}} - I_{\text{ном}} R_{\text{я}}}{\omega_{\text{ном}}} = \frac{U_{\text{вх ном}} - I_{\text{ном}} R_{\text{я}}}{n_{\text{ном}} \frac{\pi}{30}};$$

$$C_M = \frac{C_e}{9,81}.$$

При идеальном холостом ходе  $I_{\text{я}} = 0$  ( $M_{\text{н}} = 0$ ) и  $\omega_{\text{вых}} = \frac{1}{C_e} U_{\text{вх}}$ , т. е. характеристика двигателя проходит через начало координат (рис. 92, а). При наличии момента нагрузки на валу ( $M_{\text{н}} \neq 0$ ) двигатель начнет вращаться при достижении  $U_{\text{вх}} = U_{\text{трог}}$ , причем  $M_{\text{дв}} = M_{\text{н}} = C_M I_{\text{я}}$ , тогда  $I_{\text{я}} = \frac{M_{\text{н}}}{C_M}$  и  $U_{\text{трог}} = \frac{M_{\text{н}}}{C_M} R_{\text{я}}$ .

В пределах от  $U_{\text{вх}} = 0$  до  $U_{\text{вх}} = \pm U_{\text{трог}}$  будет иметь место зона нечувствительности.

Если, как это обычно бывает возможным, не учитывать влияния индуктивности обмотки якоря, то переходные процессы в двигателе описываются уравнением аperiodического звена:

$$(T\tau + 1)\omega_{\text{вых}} = KU_{\text{вх}}, \quad (152)$$

где  $T$  — так называемая электромеханическая постоянная двигателя, зависящая от электрических и механических конструктивных параметров двигателя, а также от момента инерции нагрузки, приведенной к валу двигателя;

$K$  — передаточный коэффициент, равный отношению установившейся скорости при данной нагрузке к входному напряжению.

Обычно для обеспечения быстрогодействия и надежности работы при загустении смазки, небольших заеданиях и других обстоятельствах берутся большие запасы по мощности двигателя и, учитывая наличие понижающего редуктора, в первом приближении можно пренебречь сопротивлением нагрузки<sup>1</sup>. В этом случае удобно определять передаточный коэффициент и постоянную времени через внешние параметры двигателя: установившуюся скорость холостого хода двигателя  $\omega_{\text{вых хх}}$  при номинальном напряжении  $U_{\text{вх ном}}$

<sup>1</sup> Излишний запас по мощности вредно сказывается на быстродействии, так как более крупный электродвигатель сам по себе обладает большей инерционностью (подробнее см. п. 4, гл. XVI).

пусковой момент  $M_0$  при том же направлении и момент инерции вращающихся частей  $I$ , который из-за наличия понижающего редуктора обычно превышает момент инерции ротора всего на 10—20%.

Используя выражение (152) для установившегося режима, находим

$$K = \frac{\omega_{вых\ xx}}{U_{вх\ ном}}. \quad (153)$$

В начальный момент включения двигателя его скорость

$$\omega_{вых} = 0, \quad (154)$$

а величина ускорения на основании второго закона Ньютона будет

$$p\omega_{вых} = \frac{M_0}{I}. \quad (155)$$

Используя выражение (152)

$$T = \frac{KU_{вх} - \omega_{вых}}{p\omega_{вых}}$$

и начальные условия (154) и (155), получим

$$T = \frac{I\omega_{вых\ xx}}{M_0}. \quad (156)$$

При анализе систем автоматического регулирования важно знать положение регулирующего органа объекта, поэтому выходной величиной исполнительных двигателей обычно полагают не скорость вращения, а угол поворота вала двигателя  $X_{вых}$ . Поскольку

$$\omega = pX_{вых},$$

уравнение двигателя принимает вид

$$p(Tp + 1)X_{вых} = KU_{вх}, \quad (157)$$

где  $K$  и  $T$  сохраняют свои прежние значения.

Соответственно этому передаточная функция имеет вид

$$W(p) = \frac{K}{p(Tp + 1)},$$

или в другом виде

$$W(p) = \frac{1}{p} \cdot \frac{K}{Tp + 1}.$$

Таким образом, в этом случае электродвигатель с независимым возбуждением замещается двумя последовательно соединенными звеньями — интегрирующим и аperiodическим.

Электродвигатели постоянного тока с последовательным возбуждением (серийные), обладающие, как известно, повышенными пусковыми моментами, для получения возможности реверса включаются через контактное устройство по схеме, приведенной на рис. 91, б. В результате и сам привод приобретает типичную релейную статическую характеристику (рис. 92, б). Здесь  $X_{вх}$  — перемещение подвижного контакта относительно среднего положения, а  $\omega_{вых} = \frac{dX_{вых}}{dt}$  — установившаяся скорость вращения двигателя при данной величине питающего напряжения  $U$ .

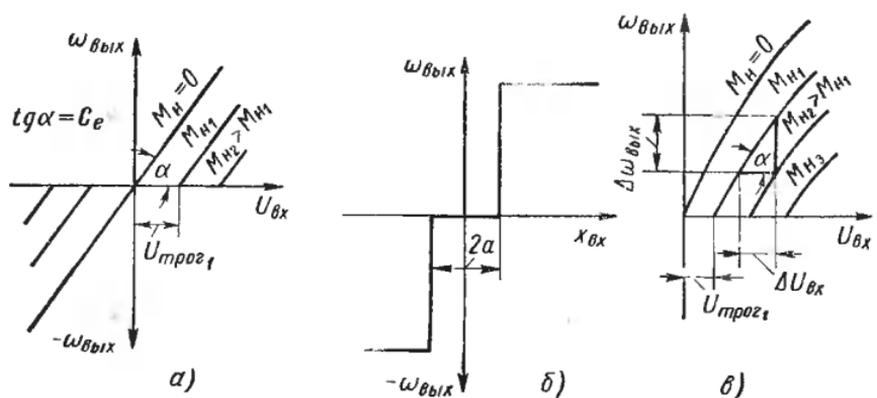


Рис. 92. Статические характеристики исполнительных электродвигателей:

а — постоянного тока с независимым возбуждением; б — постоянного тока с последовательным возбуждением; в — двухфазного

Электромеханические постоянные исполнительных двигателей имеют порядок десятых (для двигателей мощностью около 1 квт) или сотых долей секунды. Поэтому иногда вместо схемы, изображенной на рис. 91, б, применяется привод с постоянно вращающимся двигателем и управляемыми муфтами (см. п. 1, гл. IV).

Асинхронные двухфазные двигатели имеют тонкостенный полый ротор и две обмотки на статоре, магнитные оси которых смещены на  $90^\circ$  (см. рис. 91, в). Одна из обмоток возбуждается от вспомогательного (опорного) напряжения переменного тока  $U_{\sim}$ , на другую подается входное переменное напряжение  $U_{вх}$  той же частоты.

Для ограниченных пределов изменения входного сигнала характеристики асинхронного двухфазного двигателя (рис. 92, в) аналогичны характеристикам двигателя постоянного тока с независимым возбуждением (при этом конструктивные параметры двигателя выбираются с учетом обеспечения работы его при скольжении  $S_k \gg 1$ ). Тогда в первом приближении можно считать, что  $\omega_{вых} = C_\omega U_{вх}$ , а  $M_{пуск} = C_M U_{вх}$ , при этом коэффициенты  $C_\omega$  и

$C_m$  следует определять из паспортных характеристик двигателя. На прямолинейных участках этих характеристик

$$C_\omega = \frac{\Delta\omega_{вых}}{\Delta U_{вх}} = \operatorname{tg} \alpha \quad (\text{рис. 92, в}),$$

а

$$C_M = \frac{\Delta M}{\Delta U_{вх}} = \frac{M_{H_2} - M_{H_1}}{\Delta U_{вх}},$$

тогда

$$U_{тр} = \frac{M_H}{C_M}.$$

Индукционные электродвигатели превосходят размерами двигатели постоянного тока, но отсутствие коллектора делает их более надежными и уменьшает трение, а следовательно, и всегда имеющуюся в действительности (хотя и не всегда учитываемую) зону нечувствительности.

В первом приближении (при малых входных сигналах) переходные процессы в асинхронном двухфазном двигателе могут быть описаны теми же уравнениями, что и в двигателе постоянного тока с независимым возбуждением.

В последнее время находят применение асинхронные двигатели с внутренним поворотным статором — так называемые «совмещенные сельсин-двигатели», позволяющие плавно регулировать и реверсировать двигатели без добавочных усилительных и контактных устройств.

## ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ, ФЕРРОМАГНИТНЫЕ И ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

### 1. ЛИНЕАРИЗОВАННЫЕ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ РЕЛЕЙНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

В гл. VII было отмечено, что наиболее распространенными из электромагнитных элементов являются электромагнитные реле, которые используются в качестве управляющих устройств с промежуточным преобразованием формы энергии в релейных усилителях.

При этом релейный элемент будет выполнять функции усилительного элемента, поскольку мощности, напряжения и токи в коммутируемой контактами (т. е. выходной) цепи могут значительно превышать мощности, напряжения и токи, потребляемые обмоткой реле при срабатывании.

Если иметь в виду подачу входных сигналов, незначительно превышающих мощность срабатывания, то при условии применения искрогасительных схем отношение мощности на выходе к мощности на входе может достигать до  $10^5$ — $10^6$ .

Однако релейный вид статических характеристик таких усилителей часто отрицательно сказывается на качестве регулирования. Для устранения этого недостатка применяется вибрационная линеаризация релейных усилителей (см. п. 3, гл. II).

Схема линеаризации поляризованного реле за счет внешних колебаний показана на рис. 93, а. Поляризованное реле, кроме входной обмотки, имеет еще дополнительную линеаризирующую обмотку, на которую подается вспомогательное напряжение переменного тока  $U_a$  с неизменной амплитудой  $X_{лн} = I\omega_{лн}$  и частотой  $f = \frac{1}{T} = \frac{1}{T_1 + T_2}$ .

Частота вспомогательного линеаризирующего напряжения должна быть такой, чтобы длительность полупериода была существенно (минимум в 3 раза, а желательно в 5—10 раз) больше вре-

мени срабатывания реле. Для четкого воспроизведения сигнала требуется, чтобы частота линейризирующего напряжения была также существенно (в 5—10 раз) больше максимальной частоты входного напряжения (см. п. 3, гл. II). Таким образом, длительность полупериода максимальной частоты, пропускаемой системой, должна быть минимум в 15 раз больше времени срабатывания реле, т. е. к быстрдействию реле предъявляются более высокие требования, чем при использовании их непосредственно в качестве релейного усилителя.

При рассмотрении процессов в линейризованном усилителе для упрощения будем пренебрегать временем срабатывания реле, т. е. будем полагать, что переключение контактов реле происходит сразу после достижения значений н. с. срабатывания, а настройку реле будем полагать двухпозиционной, что соответствует релейной характеристике (рис. 82, а).

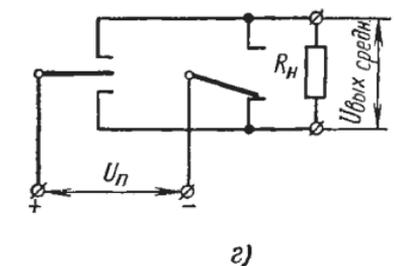
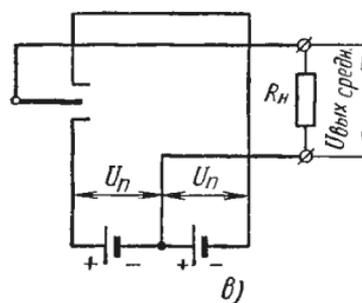
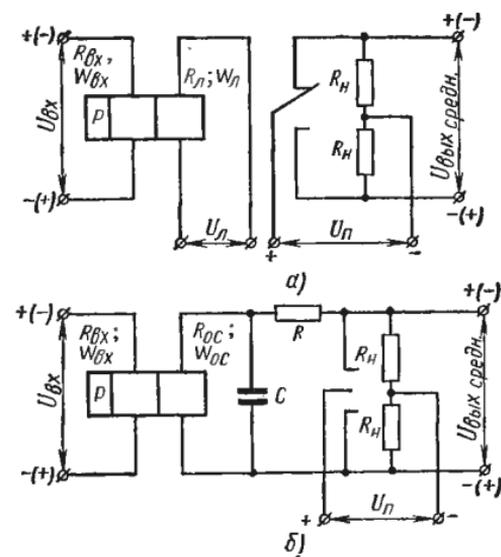


Рис. 93. Линейризованные релейные усилители:

а — линейризация с помощью внешних колебаний; б — линейризация с помощью автоколебаний; в и г — варианты выходной части схем

Если входной сигнал равен нулю и управляющий магнитный поток в поляризованном реле создается только линейризирующей обмоткой, то реле переключает свои контакты в каждый полупериод линейризирующего напряжения, причем длительность замыкания верхнего и нижнего контактов (см. рис. 9) будет одинаковой. Резисторы в выходной цепи, получающие питание от вспомогательного источника постоянного тока  $U_n$  (за счет энергии источника и достигается эффект усиления), включены так, что при замыкании верхнего контакта на выходе появляется импульс одного знака (условно положительного), а при замыкании нижнего

контакта — другого знака (условно отрицательного). Амплитуды и длительности этих импульсов одинаковы, а следовательно, постоянная составляющая выходного напряжения равна нулю.

При появлении входного сигнала  $U_{вх}$ , который из-за медленного изменения интенсивности можно рассматривать как постоянный, н. с. входной обмотки в один из полупериодов линеаризирующего напряжения складывается с н. с. линеаризирующей обмотки, а в другой полупериод — вычитается. Это приводит к тому, что длительность замыкания контактов, а следовательно, и длительность импульсов становится неодинаковой, как это показано на рис. 10. В результате в выходном напряжении появляется постоянная составляющая  $U_{вых\,средн}$ , знак которой будет определяться знаком входного напряжения, а величина будет плавно меняться при изменении величины входного напряжения.

Линейная зависимость

$$U_{вых\,средн} = K_1 U_{вх} = KI \omega_{вх} \quad (158)$$

будет наблюдаться только при пилообразной форме линеаризирующих колебаний (см. п. 3, гл. II). Для синусоидальной формы колебаний функциональная зависимость носит характер арксинусоиды  $U_{вых\,средн} = K \arcsin U_{вх}$  и обычно для небольших сигналов может быть линеаризована.

Для сохранения состояния линеаризации входной сигнал должен быть меньше разности между амплитудным значением н. с. линеаризирующей обмотки и н. с. срабатывания реле (см. рис. 10):

$$I \omega_{вх} \leq I \omega_{лт} - I \omega_{сраб}. \quad (159)$$

Линеаризованный релейный усилитель может быть замещен пропорциональным звеном, и выражение (158) будет справедливо также для динамического режима только при достаточно медленном изменении входного сигнала. Если пренебрегать временем срабатывания реле нельзя, то усилитель принято замещать двумя последовательно соединенными звеньями: пропорциональным звеном и звеном с постоянным запаздыванием.

Уравнение линеаризованного усилителя тогда принимает вид (см. п. 2, гл. III).

$$U_{вых\,средн} = (t - t_0) K_1 U_{вх}$$

или в операторной форме

$$U_{вых\,средн} = K_1 U_{вх} e^{-\rho t_0}, \quad (159)'$$

где время запаздывания  $t_0$  представляет собой время срабатывания реле  $t_{сраб}$ .

Линеаризация за счет отрицательной обратной связи может быть осуществлена по схеме, изображенной на рис. 93, б. В этой схеме роль линеаризирующей обмотки выполняет обмотка обратной связи, на которую подается напряжение такой полярности, что

реле срабатывает и переключает свои контакты. Но при этом происходит изменение полярности напряжения на обмотке и реле опять срабатывает, возвращаясь в исходное положение, и т. д. Если входной сигнал равен нулю, то реле периодически переключает свои контакты с частотой, зависящей от времени срабатывания реле, причем длительность замыкания верхнего и нижнего контактов будет одинаковой, а постоянная составляющая выходного напряжения  $U_{вых\,средн}$  при этом будет равна нулю.

В данном случае роль линейаризирующих колебаний выполняют автоколебания, которые появляются в результате введения в релейный элемент отрицательной обратной связи. Для повышения устойчивости автоколебаний за счет некоторого снижения их частоты в схему вводится конденсатор, который благодаря запасаемой энергии несколько замедляет процесс изменения тока в обмотке обратной связи при чередовании импульсов. Одновременно этот конденсатор улучшает искрогашение на контактах.

При появлении входного напряжения  $U_{вх}$  в этой схеме, как и в предыдущих, нарушается равенство длительности замыкания контактов и в выходном напряжении появляется постоянная составляющая  $U_{вых\,средн}$ , которая связана с входным напряжением непрерывной функциональной зависимостью. Для небольших сигналов эта зависимость может быть линейаризована и сведена к виду выражения (158), а при необходимости учета запаздывания — к виду выражения (159)'.

В результате вибрационной линейаризации релейного усилителя существенно меняется и поведение элементов, получающих питание от усилителя. Так, исполнительный двигатель с последовательным возбуждением (см. рис. 92, б), получающий питание через контакты линейаризованного усилителя, будет обладать уже не релейной, а пропорциональной характеристикой. Если не учитывать малых колебаний якоря с линейаризирующей частотой, то скорость якоря будет пропорциональна входному напряжению усилителя, контакты которого управляют двигателем. Очень важно при этом, что вибрационная линейаризация позволяет устранить зону нечувствительности.

Особенно большое значение линейаризованные усилители имеют для беспилотной авиации в связи с их легкостью, компактностью и дешевизной.

## 2. РАСЧЕТ СТАТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК УСИЛИТЕЛЕЙ, ЛИНЕАРИЗОВАННЫХ ЗА СЧЕТ ВНЕШНЕГО ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Получим уравнение статической характеристики  $U_{вых\,сред} = f(U_{вх})$  электромеханического усилителя (см. рис. 93, а), полагая, что этот усилитель выполнен на двухпозиционном поляризованном реле, и пренебрегая временем срабатывания последнего.

Ограничимся рассмотрением варианта с наилучшими результатами, когда линеаризирующее напряжение имеет пилообразную форму.

Работа усилителя при сделанных предположениях будет характеризоваться графиками (см. рис. 9 и 10), на которых соответственно обозначены:

$$X_{вх} = I\omega_{вх}; \quad X_{сраб} = I\omega_{сраб}; \quad X_{вых_{\max}} = U_n;$$

$$X_n = i\omega_n \text{ и } X_{лт} = I\omega_{лт}.$$

Тогда, используя соотношения (2) и (3), будем иметь искомое выражение

$$U_{вых_{\text{средн}}} = \frac{U_n}{I\omega_{лт}} I\omega_{вх} = KI\omega_{вх},$$

где

$$K = \frac{U_n}{I\omega_{лт}},$$

или

$$U_{вых_{\text{средн}}} = \frac{U_n}{U_n \frac{\omega_n}{R_n} \cdot \frac{R_{вх}}{\omega_{вх}}} U_{вх} = K_1 U_{вх},$$

где

$$I\omega_{лт} = \frac{U_n}{R_n} \omega_n; \quad I\omega_{вх} = \frac{U_{вх}}{R_{вх}} \omega_{вх};$$

$I\omega_{лт}$  — амплитуда линеаризирующих колебаний.

Условия сохранения линейности статической характеристики (см. рис. 11) по-прежнему определяются соотношением (159).

При использовании в релейном усилителе трехпозиционного поляризованного реле статическая характеристика линеаризованного релейного усилителя (см. рис. 14) будет иметь два участка.

При  $0 < I\omega_{вх} \leq I\omega_{лт} - I\omega_{сраб}$ , согласно выражению (4):

$$U_{вых_{\text{средн}}} = \frac{U_n}{I\omega_{лт}} I\omega_{вх}. \quad (160)$$

При

$$I\omega_{лт} - I\omega_{сраб} \leq I\omega_{вх} \leq I\omega_{лт} + I\omega_{омн},$$

согласно выражению (7)

$$U_{вых_{\text{средн}}} = \frac{1}{2} \frac{U_n}{I\omega_{лт}} \left[ I\omega_{вх} + \left( I\omega_{лт} - \frac{I\omega_{сраб} + I\omega_{омн}}{2} \right) \right].$$

Аналогично, согласно выражению (8), полагая  $X_{вых_{\min}} = 0$ , можно записать уравнение участка статической характеристики (см. рис. 16) линеаризованного релейного усилителя с нейтральным электромагнитным реле

$$U_{вых_{\text{средн}}} = \frac{U_n}{2I\omega_{лт}} \left[ I\omega_{вх} + \left( I\omega_{лт} - \frac{I\omega_{сраб} + I\omega_{омн}}{2} \right) \right].$$



Это значение при работе усилителя в линеаризованном режиме (при ограниченных по модулю сигналах) никогда не достигается, так как происходит переключение реле, сопровождающееся изменением полярности подаваемого на обмотку напряжения. Обмотка обратной связи шунтирована конденсатором  $C$  (см. рис. 93, б) и поэтому постоянная времени цепи обмотки обратной связи равна

$$\tau = \frac{(R + R_H) R_{oc}}{R + R_H + R_{oc}} C. \quad (162)$$

При отсутствии входного сигнала (рис. 94, а) магнитный поток и соответствующая ему н. с. обмотки обратной связи в промежутках между переключениями изменяется по экспоненте с асимптотой  $I\omega_{oc y}$ . Переключения происходят в моменты, когда мгновенные значения магнитного потока соответствуют значениям:  $+I\omega_{сраб}$  или  $-I\omega_{сраб}$ . Длительности промежутков времени между переключениями и соответственно длительности импульсов положительной и отрицательной полярности  $T_1$  и  $T_2$  равны друг другу. Поэтому согласно выражению (4) постоянная составляющая выходного напряжения равна нулю.

С появлением входного сигнала магнитный поток создается уже как обмоткой обратной связи, так и входной обмоткой. При сделанных допущениях изменения этого потока могут быть формально охарактеризованы изменениями суммы мгновенных значений н. с. обмотки обратной связи  $I\omega_{oc}$  и входной обмотки  $I\omega_{вх}$ . На рис. 94, б видно, что длительности импульсов  $T_1$  и  $T_2$  уже не равны друг другу. В момент времени  $a'$ , когда суммарная н. с. достигает величины  $+I\omega_{сраб}$ , происходит отключение цепи от источника питания и подключение ее к источнику с противоположной полярностью. Начинается уменьшение величины суммарной н. с., затем изменение ее знака и процесс стремится к установившемуся значению  $-(I\omega_{oc y} - I\omega_{вх})$ . Но в момент времени  $b'$ , когда суммарная н. с. становится равной  $-I\omega_{сраб}$ , происходит обратное переключение контактов. Длительность промежутка времени между моментами, соответствующими точкам  $a'$  и  $b'$ , равна длительности положительного выходного импульса  $T_1$ . В соответствии со сказанным величина  $T_1$  может быть найдена из выражения

$$-I\omega_{сраб} = I\omega_{сраб}e^{-T_1/\tau} - (I\omega_{oc y} - I\omega_{вх})\left(1 - e^{-\frac{T_1}{\tau}}\right),$$

в котором первый член правой части характеризует процесс убывания начальной составляющей магнитного потока, а второй член — нарастание составляющей, возникающей под влиянием постоянного внешнего воздействия. Величина  $T_2$  (процесс начинается в точке  $b'$  и оканчивается в точке  $c'$ ) определится из выражения

$$I\omega_{сраб} = -I\omega_{сраб}e^{-\frac{T_2}{\tau}} + (I\omega_{oc y} + I\omega_{вх})\left(1 - e^{-\frac{T_2}{\tau}}\right).$$

Из первого выражения получаем

$$T_1 = \tau \ln \frac{I\omega_{oc y} + I\omega_{срaб} - I\omega_{вх}}{I\omega_{oc y} - I\omega_{срaб} - I\omega_{вх}}; \quad (163)$$

из второго выражения

$$T_2 = \tau \ln \frac{I\omega_{oc y} + I\omega_{срaб} + I\omega_{вх}}{I\omega_{oc y} - I\omega_{срaб} + I\omega_{вх}}. \quad (164)$$

Отсюда в соответствии с соотношением (4) имеем

$$U_{вых_{средн}} = U_n \frac{\ln \frac{I\omega_{oc y} + I\omega_{срaб} - I\omega_{вх}}{I\omega_{oc y} - I\omega_{срaб} - I\omega_{вх}} - \ln \frac{I\omega_{oc y} + I\omega_{срaб} + I\omega_{вх}}{I\omega_{oc y} - I\omega_{срaб} + I\omega_{вх}}}{\ln \frac{I\omega_{oc y} + I\omega_{срaб} - I\omega_{вх}}{I\omega_{oc y} - I\omega_{срaб} - I\omega_{вх}} + \ln \frac{I\omega_{oc y} + I\omega_{срaб} + I\omega_{вх}}{I\omega_{oc y} - I\omega_{срaб} + I\omega_{вх}}}, \quad (165)$$

причем период автоколебаний при данном значении сигнала равен

$$T = T_1 + T_2 = \tau \ln \frac{(I\omega_{oc y} + I\omega_{срaб})^2 - I\omega_{вх}^2}{(I\omega_{oc y} - I\omega_{срaб})^2 - I\omega_{вх}^2}. \quad (166)$$

Статическая характеристика усилителя сохраняет плавный характер изменения вплоть до такой величины входного сигнала, при которой стоящие под знаком логарифма величины становятся отрицательными, т. е. до

$$I\omega_{вх} = I\omega_{oc y} - I\omega_{срaб}. \quad (167)$$

Статическая характеристика усилителя стремится к линейной по мере уменьшения величины н. с. срабатывания  $I\omega_{срaб}$ . В этом нетрудно убедиться, положив в выражении (165)  $I\omega_{срaб} \rightarrow 0$ . Раскрывая образующуюся при этом неопределенность вида 0/0 по правилу Лопиталья, окончательно получим

$$\lim_{(I\omega_{срaб} \rightarrow 0)} U_{вых_{средн}} = \frac{U_n}{I\omega_{oc y}} I\omega_{вх} = \frac{U_n}{U_{oc} \frac{\omega_{oc}}{R_{oc}} \frac{R_{вх}}{\omega_{вх}}} U_{вх}. \quad (168)$$

При этом нужно помнить о том, что и время срабатывания реле должно стремиться к нулю не медленнее, чем н. с. срабатывания. Семейство статических характеристик релейного усилителя с двухпозиционным поляризованным реле, линейризованного с помощью автоколебаний, приведено на рис. 95.

В релейном усилителе с трехпозиционным поляризованным реле, для которого справедлива схема, приведенная на рис. 93, б, при  $I\omega_{вх} = 0$  колебания на выходе будут отсутствовать.

Как видно из графиков, приведенных на рис. 96, выходное напряжение представляет собой последовательность однополярных импульсов, поэтому

$$U_{вых_{сред}} = U_n \frac{T_1}{T_1 + T_2}. \quad (169)$$

Полярность выходных импульсов будет противоположной при изменении полярности входного сигнала.

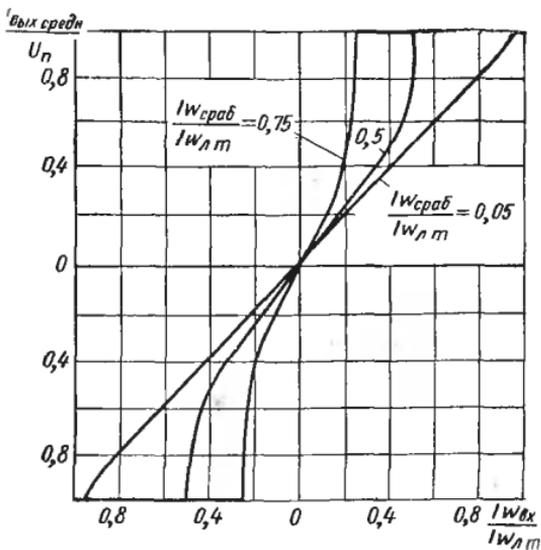


Рис. 95. Семейство статических характеристик линейризованного релейного усилителя с двухпозиционным поляризованным реле

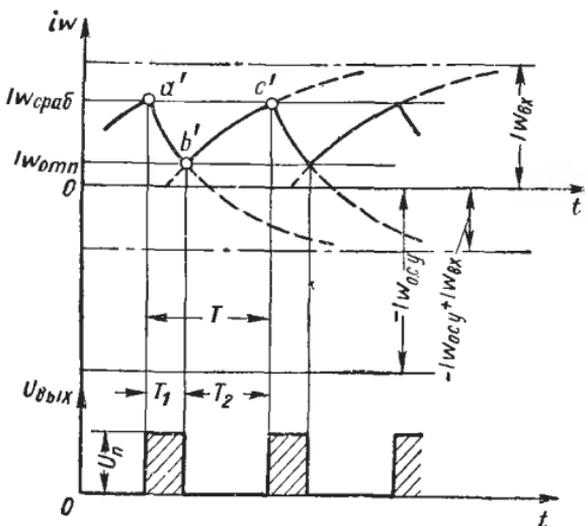


Рис. 96. Линейризация релейного усилителя с трехпозиционным поляризованным реле с помощью отрицательной обратной связи

#### 4. ВИБРОПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Вибропреобразователи (или электромагнитные вибраторы) представляют собой электромеханические устройства, которые служат для преобразования сигнала постоянного тока в сигнал перемен-

Отличительная особенность статической характеристики линейризованного усилителя с трехпозиционным поляризованным реле заключается в наличии зоны нечувствительности, равной  $I_w ср.аб.$

Если нагрузка усилителя (см. рис. 93, а или б) не носит дифференциального характера (см. п. 2, гл. I), то более рациональными с точки зрения энергетических соотношений будут варианты выходной части схем вида, приведенного на рис. 93, в или г, не содержащие вспомогательных резисторов [при дифференциальной нагрузке этими резисторами являлись бы, например, две дифферен-

циальные входные обмотки ЭМУ (см. п. 17 настоящей главы)]. В первом варианте применяется источник питания с выведенной средней точкой. Во втором варианте требуется наличие у реле двух переключающих контактов либо двух синхронно переключающихся реле.

Из-за трудностей регулировки последний вариант на поляризованных реле выполнить сложно, но он используется в некоторых схемах с полупроводниковыми триодами (триггерах) (см. п. 19, гл. IX).

ного тока путем периодического переключения цепи с помощью контактов.

Схема вибропреобразователя, который может быть выполнен как в виде специальной конструкции, так и на обычном поляризованном реле, показана на рис. 97. На обмотку реле подается переменное напряжение  $U_{n\sim}$  (обычно от бортовой сети), вызывающее переключение контактов реле в каждый полупериод этого напряжения. Входное напряжение  $U_{вх}$  коммутируется контактами таким образом, что выходное напряжение имеет вид прямоугольных импульсов одинаковой ширины и чередующейся полярности. Поскольку длительность замыкания верхнего и нижнего контактов никак не связана с интенсивностью входного сигнала и остается неизменной, то огибающая основной составляющей выходного переменного напряжения  $U_{вых}$ , имеющей частоту источника питания обмотки реле (высшие гармонические должны быть отфильтрованы), связана линейной зависимостью с величиной входного напряжения  $U_{вх}$ . При изменении полярности входного напряжения фаза выходного напряжения будет опрокидываться, т. е. схема является реверсивной. Максимальная частота изменения входного напряжения должна быть, разумеется, существенно ниже частоты источника напряжения  $U_{n\sim}$ .

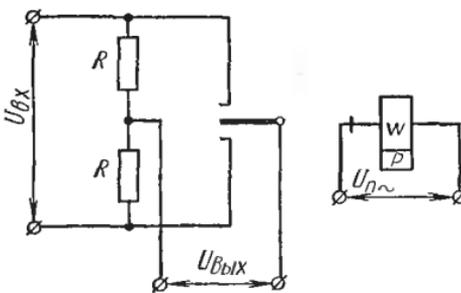


Рис. 97. Электромеханический вибропреобразователь с возбуждением от переменного тока

Из сказанного следует, что выходное переменное напряжение оказывается промодулированным по амплитуде медленно меняющимся входным напряжением.

Основное достоинство электромеханических модуляторов, как их часто называют, заключается в высокой стабильности нуля, так как цепи входного сигнала и переменного напряжения высокой частоты гальванически не связаны. Их можно применять для преобразования малых токов до  $10^{-9}$ — $10^{-12}$  а и малых напряжений до  $10^{-6}$ — $10^{-7}$  в при высоких входных сопротивлениях до  $10^{+7}$ — $10^{+9}$  ом.

Следует подчеркнуть, что вибропреобразователь является модулятором, который, как видно из схемы, не может давать усиления ни по напряжению, ни по току.

Если на летательном аппарате отсутствует источник питания переменного тока, то вибропреобразователи часто применяются в качестве вспомогательных устройств автоматики — инверторов, преобразующих постоянное напряжение бортовой сети в переменное. В этом случае режим вибрации обычно создается с помощью вспомогательных контактов, работающих по принципу звонка с прерывателем.

## 5. ТРАНСФОРМАТОРЫ

Под ферромагнитными преобразователями будем подразумевать не имеющие подвижных частей преобразователи электрической энергии, в которых связь выхода и входа осуществляется через магнитное поле. Наиболее простым ферромагнитным преобразователем является трансформатор. Правда, трансформатор в отличие от магнитного усилителя (см. п. 6 настоящей главы) в принципе может быть изготовлен без ферромагнетика, но практически в автоматике используются только ферромагнитные сердечники (рис. 98, а).

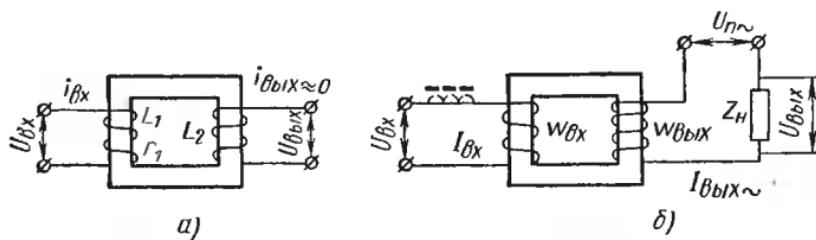


Рис. 98. Ферромагнитные преобразователи электрической энергии: а — двухобмоточный трансформатор; б — простейший магнитный усилитель

Если не учитывать явлений насыщения стали и полагать, что нагрузочный ток  $i_{вых}$  достаточно мал, то для первичной обмотки будет справедливо уравнение

$$U_{вх} = r_1 i_{вх} + L_1 p i_{вх}, \quad (170)$$

где  $r_1$  и  $L_1$  — активное сопротивление и индуктивность первичной обмотки.

Наводимая во вторичной обмотке э. д. с. (выходное напряжение) определится выражением

$$U_{вых} = M p i_{вх},$$

где  $M$  — взаимная индуктивность обмоток.

Если не учитывать потоков рассеяния, то, как известно,

$$L_1 L_2 = M^2,$$

причем соотношение индуктивностей пропорционально соотношению квадратов числа витков:

$$L_2 = L_1 \frac{w_2^2}{w_1^2}.$$

Отсюда

$$U_{вых} = L_1 \frac{w_2}{w_1} p i_{вх}. \quad (171)$$

Исключая из выражений (170) и (171) ток, получим

$$U_{вых} = \frac{KTp}{Tp + 1} U_{вх}, \quad (172)$$

где

$$K = \frac{\omega_2}{\omega_1};$$

$$T = \frac{L_1}{r_1}.$$

Таким образом, при сделанных допущениях трансформатор является дифференцирующим звеном, т. е. может выполнять роль корректирующего элемента. Так, стабилизирующие трансформаторы в качестве корректирующих элементов применяются в системах автоматического регулирования напряжения бортовых генераторов постоянного тока.

Однако, как и для всякого дифференцирующего звена, эффект дифференцирования наблюдается только при небольших частотах (подробнее см. п. 3, гл. XI). Если же частота входного напряжения достаточно велика, то после замены  $p$  на  $j\omega$  единицей в знаменателе можно пренебрегать и тогда вместо выражения (172) получим

$$U_{вых} \approx \frac{KTp}{Tp} U_{вх} = KU_{вх}. \quad (173)$$

При этих условиях трансформатор является уже пропорциональным звеном с передаточным коэффициентом  $K$  и выполняет свои обычные для цепей переменного тока функции. Трансформатор может повышать напряжение, но он является пассивным элементом и его выходная мощность всегда будет меньше входной на величину внутренних потерь. Существенно, что с повышением частоты размеры трансформатора заданной мощности в отличие от электромагнита уменьшаются.

## 6. НЕРЕВЕРСИВНЫЕ (ДРОССЕЛЬНЫЕ) МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

В магнитных усилителях в качестве управляющего устройства используется дроссель (или система дросселей) переменного тока, индуктивность которого может меняться в широких пределах за счет подмагничивания дросселя постоянным током. В простейшей нереверсивной конструктивной схеме магнитного усилителя (рис. 98, б) выходная обмотка дросселя  $\omega_{вых}$  включена последовательно с нагрузкой  $Z_n$  к источнику переменного тока напряжением  $U_{n\sim} = \text{const}$ . При изменении величины входного напряжения  $U_{вх}$  будет изменяться подмагничивающее постоянное поле и магнитная проницаемость ферромагнитного сердечника дроссе-

ля  $\mu$ , а следовательно, и индуктивность дросселя  $L_{др}$ . В результате будет меняться ток выходной цепи  $I_{вых}$  и соответственно падение напряжения на нагрузке  $U_{вых}$ .

Здесь уместно провести некоторую аналогию со схемой индуктивного датчика (см. рис. 67, а), в которой индуктивность дросселя изменялась за счет изменения воздушного зазора. Как и в случае индуктивного датчика, выходное напряжение определяется как

$$U_{вых} = I_{вых} Z_H = \frac{U_{н\sim} Z_H}{\sqrt{(R_H + r_{др})^2 + \omega^2 (L_H + L_{др})^2}},$$

но индуктивность дросселя  $L_{др}$  является здесь функцией входного напряжения  $U_{вх}$ .

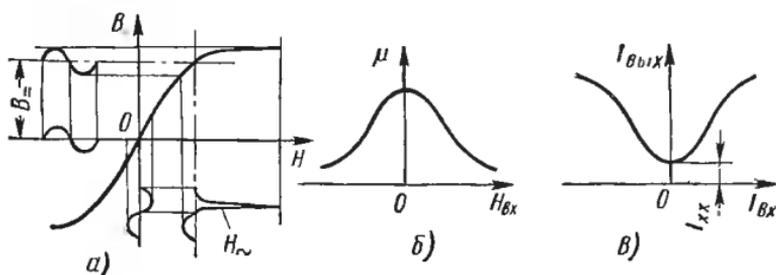


Рис. 99. К пояснению вида статической характеристики магнитного усилителя:

а — кривая намагничивания; б — зависимость магнитной проницаемости от напряженности магнитного поля; в — статическая характеристика усилителя

При соответствующем подборе параметров напряжение, ток и мощность выходной цепи (нагрузки  $Z_H$ ) могут значительно превосходить напряжение, ток и мощность входной обмотки  $w_{вх}$ , с помощью которой изменяется сопротивление дросселя переменному току и осуществляется управление потоком энергии источника питания  $U_{н\sim}$ .

Общий характер зависимости выходного тока от входного показан на рис. 99, в. Кривая намагничивания ферромагнетиков  $B = f(H)$ , если не учитывать петли гистерезиса и нелинейности при очень слабых полях, имеет, как известно, вид, приведенный на рис. 99, а. С увеличением входного тока  $I_{вх}$  суммарная н. с. возрастает и магнитная проницаемость материала сердечника  $\mu = \frac{\Delta B}{\Delta H}$  уменьшается, как это показано на рис. 99, б. Индуктивное сопротивление дросселя при этом также уменьшается, а выходной ток возрастает (рис. 99, в).

Уменьшение магнитной проницаемости не зависит от направления подмагничивающего поля и потому статическая характеристика симметрична относительно оси ординат, т. е. фаза выходного тока не зависит от направления входного тока. Магнитные усилители

по подобной неререверсивной характеристической называются дроссельными магнитными усилителями.

Таким образом, устройство магнитных усилителей основано на использовании непостоянства магнитной проницаемости ферромагнетика — нелинейности индуктивного сопротивления дросселя. Поэтому, когда после насыщения дросселя магнитная проницаемость уже не меняется, выходной ток, достигнув максимального значения, также не меняется при дальнейшем увеличении подмагничивающего входного тока. Промежуточная область характеристики приблизительно линейна, и для нее отношение выходного тока к входному (коэффициент усиления по току) обратно пропорционально отношению чисел витков.

При  $I_{вх} = 0$  выходной ток минимален (ток холостого хода  $I_{хх}$ )<sup>1</sup>, но не равен нулю, так как при этом  $X_{дp} \neq \infty$ .

Следует отметить, что входное напряжение  $U_{вх}$  полагалось постоянным лишь для простоты рассуждений. В действительности, это напряжение может меняться не только по величине, но и по знаку. Необходимо лишь, чтобы частота входного напряжения  $U_{вх}$  была существенно (в 5—10 раз) меньше частоты источника питания  $U_{н\sim}$ . Тогда интенсивность входного сигнала будет определять величину амплитуды тока в цепи нагрузки и изменению входного сигнала во времени определенным образом будет соответствовать изменение огибающих этих амплитуд<sup>2</sup>. Таким образом, магнитный усилитель одновременно является модулятором, преобразующим сколь угодно медленно меняющиеся напряжения на входе в изменения огибающих выходного напряжения.

В случае необходимости ток в нагрузке может быть выпрямлен (см. рис. 101, в).

Приведенная простейшая схема (см. рис. 98, б) магнитного усилителя практически не применяется, так как для ограничения величины переменного тока во входной цепи, который возникает в результате наведения э. д. с. в управляющей обмотке  $\omega_{вх}$  от переменного тока, протекающего по выходной обмотке  $\omega_{вых}$  требуется введение значительной индуктивности в цепь входа (см. рис. 98, б). Последняя увеличивает постоянную времени цепи управляющей обмотки, а следовательно, и инерционность усилителя в целом.

Отмеченные недостатки значительно ослабляются, если применить схему, изображенную на рис. 100, а. В схеме имеются два магнитно не связанных между собой дросселя, обмотки которых соединены между собой так, как показано на рисунке. Если входные обмотки намагничивают оба сердечника в одном направлении,

<sup>1</sup> Названье это не вполне удачно, так как под режимом холостого хода обычно понимают отсутствие тока нагрузки, а не входного сигнала.

<sup>2</sup> Однако необходимо заметить, что возможно выполнение магнитных усилителей, у которых частота сигнала точно равна частоте модулируемого напряжения (см. п. 12 настоящей главы).

то выходные — в противоположных направлениях или наоборот (направления потоков для одного из моментов отмечены стрелками). Благодаря этому взаимно компенсируются основная и все нечетные гармоники наводимых во входных обмотках э. д. с. переменного тока (рис. 100, б). Практически этого оказывается достаточно, чтобы не применять специальной ограничительной индуктивности. Нетрудно видеть, что здесь в каждый из моментов времени в одном из дросселей происходит сложение потоков, а в другом — вычитание. Поэтому и форма выходного тока значительно улучшается.

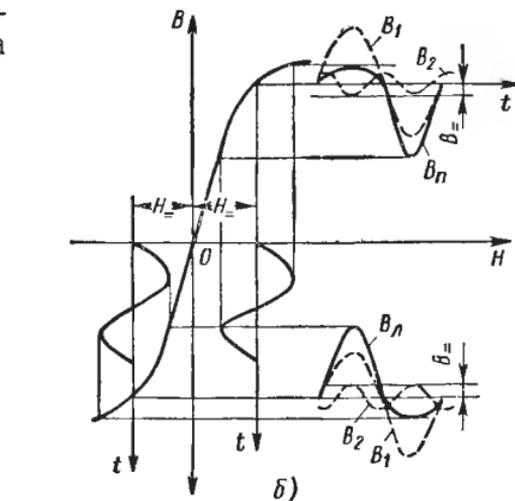
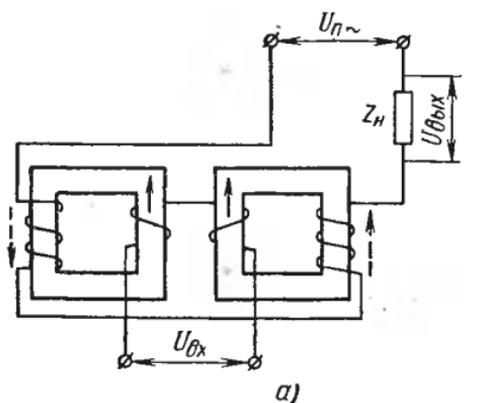


Рис. 100. Дроссельный магнитный усилитель с компенсированными э. д. с. трансформации:

а — конструктивная схема; б — кривые изменения индукции в левом и правом сердечниках

Статическая характеристика схемы сохраняет вид, показанный на рис. 99, в, так как схема является неперверсивной.

В схеме на рис. 100, а выходные обмотки соединены между собой последовательно. Возможно и параллельное соединение выходных обмоток, но в системах автоматического регулирования такое соединение не применяется, так как параллельно соединенные обмотки образуют по отношению ко входной обмотке короткозамкнутый контур.

Это, как и для электромагнитов постоянного тока, вызовет замедление изменений магнитного потока, а следовательно, и увеличение инерционности усилителя.

Существенный конструктивный недостаток рассмотренной схемы заключается в том, что наводимые в обмотках управления э. д. с. от переменных составляющих потока, хотя и не оказывают влияния на входную цепь благодаря взаимной компенсации, но создают большие разности потенциалов и потому требуют значительного усиления изоляции входных обмоток. В связи с этим обычно используются схемы, показанные на рис. 101.

В схеме, приведенной на рис. 101, а, есть только одна входная обмотка, охватывающая оба сердечника, по-прежнему не связанные между собой магнитно. Сумма переменных составляющих магнитных потоков левого и правого сердечников не будет содержать основной и нечетной гармоник, поэтому и соответствующие составляющие вообще не будут наводиться в управляющей обмотке.

Трехстержневая схема для магнитно объединенных сердечников приведена на рис. 101, б. В этом случае во входной обмотке также не будут наводиться основная и все нечетные гармоники э. д. с. трансформации, так как соответствующие составляющие

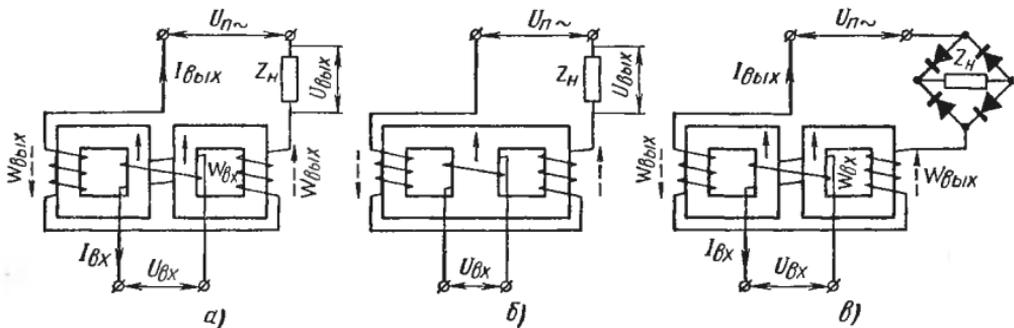


Рис. 101. Практически используемые схемы дроссельных магнитных усилителей  
 а — на двух сердечниках; б — на одном Ш-образном сердечнике; в — на двух сердечниках с выходом на постоянном токе

переменного потока взаимно уничтожаются и будут отсутствовать в среднем стержне. Последнее обстоятельство нежелательно, так как средний стержень не подвергается действию переменного поля и его объем не участвует активно в процессе усиления и, кроме того, в нем появляется остаточный магнетизм от управляющих полей, т. е. возникают дополнительные помехи. Рассматриваемая схема находит применение благодаря удобству изготовления и возможности размещения большего числа витков.

Конструктивное исполнение усилителя на одном Ш-образном сердечнике (рис. 102) позволяет отдельно изготавливать входную и выходную обмотку, а затем производить сборку путем набивки пластин ферромагнетика. Сердечник магнитного усилителя для уменьшения потерь на вихревые токи, а также для уменьшения поверхностного магнитного эффекта делается всегда шихтованным.

На двух Ш-образных сердечниках также можно выполнить схему, как это показано на рис. 102, б. На этой схеме выходные обмотки размещаются на средних стержнях, а входная обмотка охватывает оба стержня сразу.

Недостатком Ш-образных сердечников является наличие стыков, в которых образуются воздушные зазоры, требующие при

прохождении через них магнитного потока значительных допол-  
нительных н. с., в результате чего снижается коэффициент уси-  
ления. Поэтому для чувствительных усилителей применяется торо-  
идальная форма сердечников, причем сердечники набираются  
либо из кольцевидных пластин, либо получаются путем сверты-  
вания длинной ленты в кольцо. В этом случае (рис. 102, в) обмотка  
распределяется равномерно по всему периметру сердечника.  
Намотка обычно выполняется на специальных станках.

В качестве материала для магнитных усилителей применяется  
обычная электротехническая сталь и специальные холоднокатаные

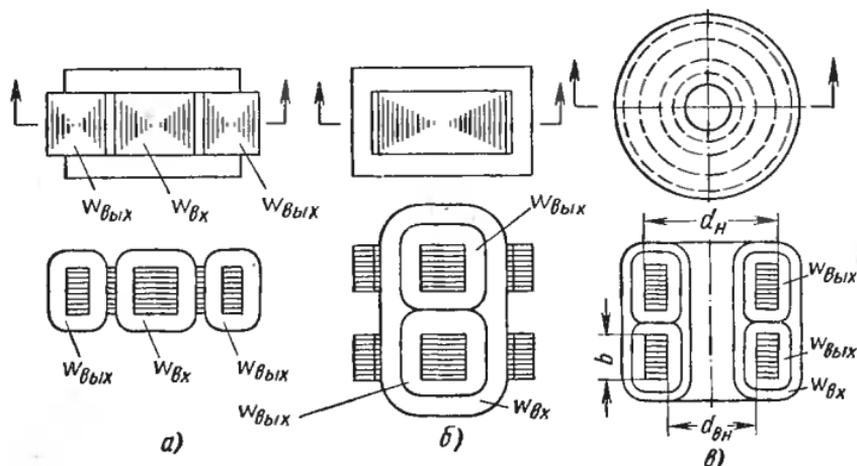


Рис. 102. Конструктивные схемы магнитных усилителей:

*а* — на одном Ш-образном сердечнике; *б* — на двух Ш-образных сердечниках;  
*в* — на двух тороидальных сердечниках, набранных из кольцевых пластин

стали. Специальные железоникелевые сплавы типа пермаллоя  
с очень высокими коэффициентами магнитной проницаемости  
в слабых полях используются в чувствительных и быстродейст-  
вующих усилителях. Однако у некоторых из этих сплавов макси-  
мальное значение индукции ниже, чем у стали. Сплавы типа пер-  
маллоя главным образом из-за их дороговизны применяются пре-  
имущественно для усилителей, выходная мощность которых не  
превышает нескольких десятков ватт.

С повышением частоты источника питания размеры магнитных  
усилителей уменьшаются, поскольку требуемое значение индук-  
тивного сопротивления дросселя  $X_{\text{др}} = \omega L_{\text{др}}$  при повышенной  
частоте получается при меньших значениях индуктивности  $L_{\text{др}}$ .  
Но с повышением частоты растут потери в ферромагнетике и уве-  
личивается магнитный поверхностный эффект. Для ослабления  
этих явлений приходится уменьшать толщину пластин, а при час-  
тотах порядка десятков килогерц часто переходят уже на сердеч-  
ники из полупроводниковых ферромагнетиков (ферритов), которые  
обладают высоким удельным сопротивлением, но более низкими

значениями индукции насыщения и магнитной проницаемости. Это приводит к возрастанию объема магнитных усилителей на достаточно высоких частотах.

Правильно сконструированные и изготовленные магнитные усилители являются весьма надежными элементами, к достоинствам которых следует отнести высокую прочность при практически неограниченном сроке службы, а также в отличие от электронных усилителей (см. гл. IX) мгновенную готовность к действию. Удобно и суммирование сигналов в магнитном усилителе, для этого достаточно иметь соответствующее число входных обмоток. Магнитные усилители нечувствительны к радиоактивным излучениям. Недостатки магнитных усилителей — сравнительно большой вес и значительная инерционность, обусловленная заметным количеством энергии, запасаемой в магнитном поле дросселя.

При внезапном изменении входного напряжения входной ток устанавливается не сразу из-за влияния индуктивности входной обмотки; выходной ток и выходное напряжение практически не отстают во времени от входного тока. Переходные явления в магнитных усилителях носят весьма сложный характер, но, как показывает опыт, магнитный усилитель, если иметь в виду линейную часть статической характеристики (см. п. 2, гл. II), может быть замещен апериодическим звеном. Уравнение магнитного усилителя можно представить в виде

$$(Tp + 1) U_{\text{вых}} = K_U U_{\text{вх}}, \quad (174)$$

где  $K_U$  — коэффициент усиления по напряжению;  
 $T$  — постоянная времени.

Напомним (см. п. 2, гл. II), что под  $U_{\text{вх}}$  и  $U_{\text{вых}}$  следует понимать уже не абсолютные значения действующих на входе и на выходе напряжений, а их отклонения относительно значений, соответствующих некоторому (например, номинальному) режиму работы усилителя.

Постоянная времени магнитного усилителя определяется отношением индуктивности входной обмотки к ее активному сопротивлению.

С увеличением частоты требуемый объем сердечника уменьшается, следовательно, уменьшается и индуктивность входной обмотки<sup>1</sup>. Поэтому для уменьшения инерционности усилителя выгодно повышать, если это возможно, частоту источника питания.

Для уменьшения постоянной времени целесообразно также применять высококачественные сплавы типа пермаллоя.

Нереверсивные магнитные усилители наиболее часто используются в качестве исполнительных элементов в системах автоматического регулирования напряжения или тока.

<sup>1</sup> Активное сопротивление входной обмотки из условия сохранения входной мощности должно остаться прежним.

Расчет магнитного усилителя не представлял бы особых затруднений, если бы можно было достаточно просто найти зависимость магнитной проницаемости от входного тока для работающего по определенной схеме усилителя, так как этим определились бы и соответствующие изменения индуктивности дросселя.

Прежде всего необходимо заметить, что кривая намагничивания, снятая не на постоянном, а на переменном токе, даже при отсутствии подмагничивания будет зависеть от степени отклонения формы тока в намагничивающей обмотке и формы магнитной индукции в сердечнике от синусоидальной.

Вследствие нелинейного характера зависимости  $B = f(H)$  (непостоянство магнитной проницаемости) или ток, или магнитная индукция, либо ток и индукция одновременно должны быть несинусоидальными. Работа усилителя на малое сопротивление нагрузки приближается к случаю синусоидального изменения магнитной индукции, а работа усилителя на большое активное сопротивление — к случаю синусоидального изменения напряженности поля. Расхождение кривых намагничивания для этих крайних случаев достигает десятков процентов.

Расхождение это может быть еще более существенным при снятии семейства кривых  $B = f(H)$  при одновременном подмагничивании постоянным током (рис. 103, а). Кроме того, большое дополнительное влияние оказывает схема включения. В некоторых случаях четные гармоники переменной напряженности поля  $H_{\sim}$  могут вызывать столь сильный эффект подмагничивания, усиливающий подмагничивающее действие постоянной напряженности  $H_{=}$ , что среднее значение магнитной проницаемости может оказаться вдвое меньшим, чем при синусоидальной напряженности  $H_{\sim}$ .

Таким образом, кривые намагничивания даже для одного и того же материала зависят от характера нагрузки и от схемы магнитного усилителя, а также от конструкции дросселей (воздушные зазоры, потоки рассеяния и т. д.). Это важнейшее обстоятельство всегда необходимо учитывать, приступая к расчету.

Отмеченное обстоятельство указывает, во-первых, на то, что расчет магнитного усилителя будет в значительной мере приближенным и потому практически всегда требуется экспериментальная доработка конструкции. Во-вторых, нужно с большой осторожностью относиться к выбору кривых намагничивания, так как может оказаться, что они очень мало будут соответствовать процессам в проектируемом элементе.

При этом возникает естественный вопрос — нельзя ли воспользоваться основной кривой намагничивания, снятой для тороидального сердечника на постоянном токе, и преобразовать ее таким образом, чтобы получилось требуемое семейство кривых од-

новременного намагничивания для заданной схемы. Графо-аналитические способы такого преобразования существуют, однако эти приемы оказываются довольно трудоемкими и не всегда могут обеспечить желаемую точность. Поэтому чаще предпочитают пользоваться экспериментальными кривыми намагничивания, снятыми для условий, близких к заданным. Если условия сильно

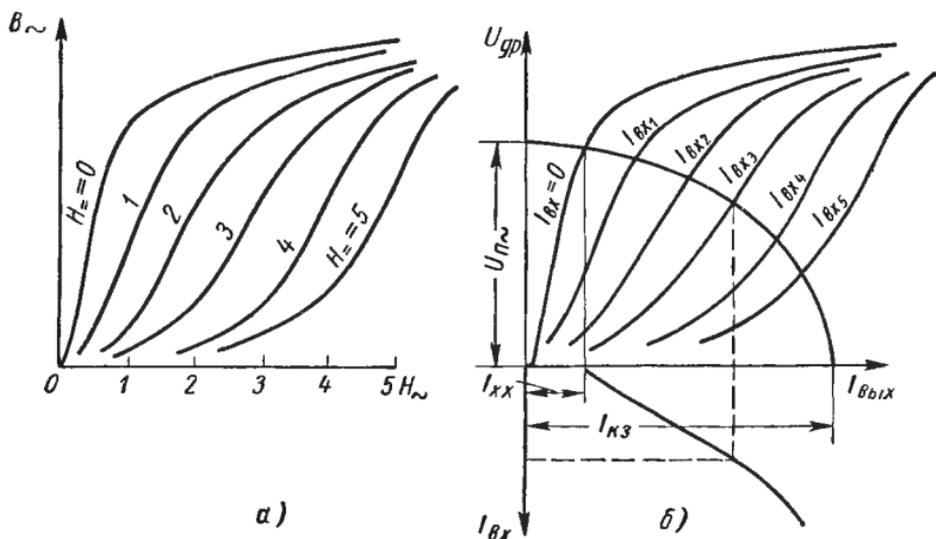


Рис. 103. К расчету статической характеристики магнитного усилителя: а — исходные кривые одновременного намагничивания; б — построение статической характеристики для случая активной нагрузки

отличаются от заданных, то желательно снять эти кривые, пусть при произвольном объеме сердечника и числе витков обмоток, но именно для выбранной схемы и формы сердечника. При этом лучше всего снять кривые для двух крайних случаев — при синусоидальной индукции и синусоидальной намагничивающей силе — и ориентироваться на промежуточный или ожидаемый случай. Необходимо напомнить, в связи с этим, что кривые сильно зависят от величин воздушных зазоров в стыках магнитопровода, а также от температуры и внешних механических сил (например, со стороны обмоток).

## 8. РАСЧЕТ СТАТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ГРАФО-АНАЛИТИЧЕСКИМ МЕТОДОМ

Для определения статической характеристики магнитного усилителя  $I_{\text{вых}} = f(I_{\text{вх}})$  требуется совместное решение уравнений, относящихся как к его электрическим цепям (уравнения конструктивной схемы и нагрузки), так и к магнитной цепи (уравнение управляющего устройства), поскольку индуктивное сопротивление выходной обмотки зависит от состояния ферромагнетика.

Уравнения электрических цепей обычно составляются в аналитическом виде, а для характеристики магнитной цепи используются кривые одновременного намагничивания сердечника переменным и постоянным полями. В некоторых методах эти кривые аппроксимируются теми или иными выражениями и дальнейший расчет выполняется чисто аналитически. Более простыми и точными представляются графо-аналитические методы, в которых кривые одновременного намагничивания используются непосредственно. Заметим, что установившейся методики расчета магнитных усилителей еще не существует и что все способы расчета основаны на тех или иных существенных допущениях.

Ниже приводится один из графо-аналитических методов (метод эллипса), получивший большое распространение из-за своей простоты, наглядности и приемлемой точности. Метод будет рассмотрен на примере дроссельного усилителя (см. рис. 101, а).

Положим, что величина питающего напряжения  $U_{n\sim}$ , все параметры дросселя (материал, размеры, число витков, сечение провода и прочее) и нагрузки заданы и расчет носит проверочный характер, имеется соответствующее семейство кривых одновременного намагничивания.

Существенным допущением рассматриваемого метода является предположение чисто синусоидального характера изменения напряжения на дросселях и соответственно магнитного потока. Если к тому же пренебречь потерей напряжения, которое вызывает активное сопротивление обмотки дросселя (это практически не вносит существенной ошибки), то нетрудно перейти на оси ординат (рис. 103, а) от масштаба магнитной индукции  $B$  к масштабу падения напряжения на последовательно включенных дросселях  $U_{др}$ , пользуясь при этом законом электромагнитной индукции<sup>1</sup>:

$$U_{др} = 2k_1 f \omega_{вих} B_{\sim} S, \quad (175)$$

где  $k_1$  — коэффициент, значение которого определяется не только принятой в расчете системой единиц, но и тем, какие значения величин (амплитудные, действующие или средние) применены в используемом семействе кривых одновременного намагничивания;

$f$  — частота питающей сети (источник напряжения  $U_{n\sim}$ );  
 $\omega_{вих}$  — число витков обмотки переменного тока одного дросселя;

$S$  — сечение магнитопровода дросселя.

На оси абсцисс можно перейти от значений напряженности переменного магнитного поля  $H_{\sim}$  к действующим значениям вы-

<sup>1</sup> Если на кривых даны амплитудные значения индукции, то, как известно, для одного дросселя  $U'_{др} = 4,44f\omega_{вих} B_m S$ , если напряжение выражено в в, магнитная индукция в тл, а сечение в м<sup>2</sup>; здесь  $U'_{др}$  — напряжение, приложенное к одному дросселю.

ходного (нагрузочного) переменного тока  $I_{\text{ввх}}$ , для этого требуется использовать закон полного тока, написанный для одного из дросселей:

$$I_{\text{ввх}} = \frac{k_2 H_{\sim} l}{\omega_{\text{ввх}}}, \quad (176)$$

где  $k_2$  — коэффициент, зависящий от тех же факторов, что и коэффициент  $k_1$ ;

$l$  — средняя длина силовой линии переменной составляющей магнитного потока.

Аналогичным образом можно перейти и от напряженностей постоянного магнитного поля подмагничивания, указанных для каждой из кривых семейства, к входным (управляющим) токам  $I_{\text{вх}}$ .

Заметим, что для некоторых схем (например, рис. 101, б) расчетные средние длины магнитных силовых линий переменного и постоянного потоков не совпадают.

После указанных переходов получаем кривые, приведенные на рис. 103, б, которые фактически являются семейством вольт-амперных характеристик дросселя на переменном токе, полученных для разных значений подмагничивающего тока. Эти кривые можно рассматривать как графическое изображение нелинейного уравнения, характеризующего управляющее устройство:

$$I_{\text{ввх}} = \varphi(I_{\text{вх}}, U_{\text{др}}), \quad (177)$$

дающего зависимость между интересующими нас переменными  $I_{\text{ввх}}$  и  $I_{\text{вх}}$  через явления в магнитной цепи. Вторая независимая переменная  $U_{\text{др}}$  должна быть исключена, для этого требуется рассмотреть процессы в электрической цепи (в цепи нагрузки).

Предположим для простоты, что нагрузка является чисто активной, т. е.  $Z_{\text{н}} = R_{\text{н}}$ . Активное сопротивление выходных обмоток обозначим через  $r_{\text{др}}$ . Если полагать напряжения и токи синусоидальными, то для цепи переменного тока будет справедливо выражение

$$U_{\text{др}}^2 + I_{\text{ввх}}^2 (R_{\text{н}} + r_{\text{др}})^2 = U_{\text{н}\sim}^2, \quad (178)$$

где  $U_{\text{н}\sim}$  — напряжение источника питания.

Назовем током короткого замыкания  $I_{\text{кз}}$  условное значение выходного тока, которое возникло бы при индуктивном сопротивлении дросселей, равном нулю:

$$I_{\text{кз}} = \frac{U_{\text{н}\sim}}{R_{\text{н}} + r_{\text{др}}}. \quad (179)$$

Используя значение  $I_{\text{кз}}$ , получим следующее соотношение для переменных  $I_{\text{ввх}}$  и  $U_{\text{др}}$ :

$$\frac{U_{\text{др}}^2}{U_{\text{н}\sim}^2} + \frac{I_{\text{ввх}}^2}{I_{\text{кз}}^2} = 1. \quad (180)$$

Это каноническое уравнение эллипса с центром в начале координат и полуосями  $U_{n\sim}$  и  $I_{кз}$ . Переменным  $U_{др}$  и  $I_{вых}$  геометрически соответствуют текущие координаты эллипса.

Решение системы уравнений (177) и (180) позволяет исключить переменную  $U_{др}$  и найти непосредственную связь выходного и входного токов. Это решение удобно выполнять графически путем совместного построения кривых одновременного намагничивания и эллипса в одном масштабе (см. рис. 103, б). По точкам пересечения эллипса с кривыми намагничивания легко построить искомую статическую характеристику  $I_{вых} = f(I_{вх})$ . Построение можно

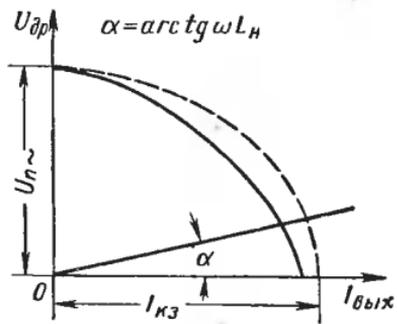


Рис. 104. Построение эллипса для случая активно-индуктивной нагрузки магнитного усилителя

вести с помощью кривых одновременного намагничивания с неперестроенными координатами (см. рис. 103, а). В этом случае полуосям эллипса должны служить некоторые значения магнитной индукции  $B_{\sim\max}$  и намагничивающей силы  $H_{кз\sim}$ , которые находятся с помощью выражений (175) и (176).

Если нагрузка не является чисто активной, как было предположено выше, а обладает также некоторой индуктивностью  $L_n$ , то, применяя аналогичную методику, получим вместо уравнения эллипса в канонической форме уравнение эллипса с центром в начале

координат, повернутого относительно координатных осей на некоторый угол. Однако проще в этом случае вести построение эллипса в следующей последовательности. Вначале построить эллипс без учета индуктивности нагрузки [по выражению (180)], а затем провести из начала координат прямую под углом  $\alpha = \arctg \omega L_n$  и вычесть из ординат первоначально построенного эллипса (пунктир на рис. 104) ординаты этой прямой. Такое построение учитывает падение напряжения на индуктивности нагрузки, которое находится в фазе с падением напряжения на индуктивности дросселей.

Заметим, что схема, изображенная на рис. 101, а, также относится к неоднократно упоминавшемуся случаю последовательной цепи с одним нелинейным сопротивлением (индуктивное сопротивление дросселей  $X_{др} = \omega L_{др}$ ). Графическое решение этой цепи отличается от ранее рассмотренных случаев лишь построением эллипса нагрузки вместо прямой линии, что объясняется существованием сдвига фаз между падениями напряжения на активных и реактивных элементах цепи. Нетрудно видеть, что в частном случае чисто индуктивной нагрузки, т. е. при  $Z_n = X_n$  и при условии пренебрежения активным сопротивлением выходных обмоток дросселей, вместо выражения (178) будем иметь

$$U_{др} + I_{вых} X_n = U_{н\sim}$$

а вместо выражения (179)

$$I_{кз} = \frac{U_{п\sim}}{X_H},$$

откуда

$$\frac{U_{др}}{U_{п\sim}} + \frac{I_{вых}}{I_{кз}} = 1,$$

т. е. уравнение эллипса вырождается в уравнение прямой в отрезках на осях.

## 9. ИДЕАЛЬНЫЕ МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Идеальными магнитными усилителями обычно называют усилители с высококачественными (идеальными) ферромагнетиками, которые имеют кривые намагничивания, приближающиеся к виду кривых, изображенных на рис. 105, а.

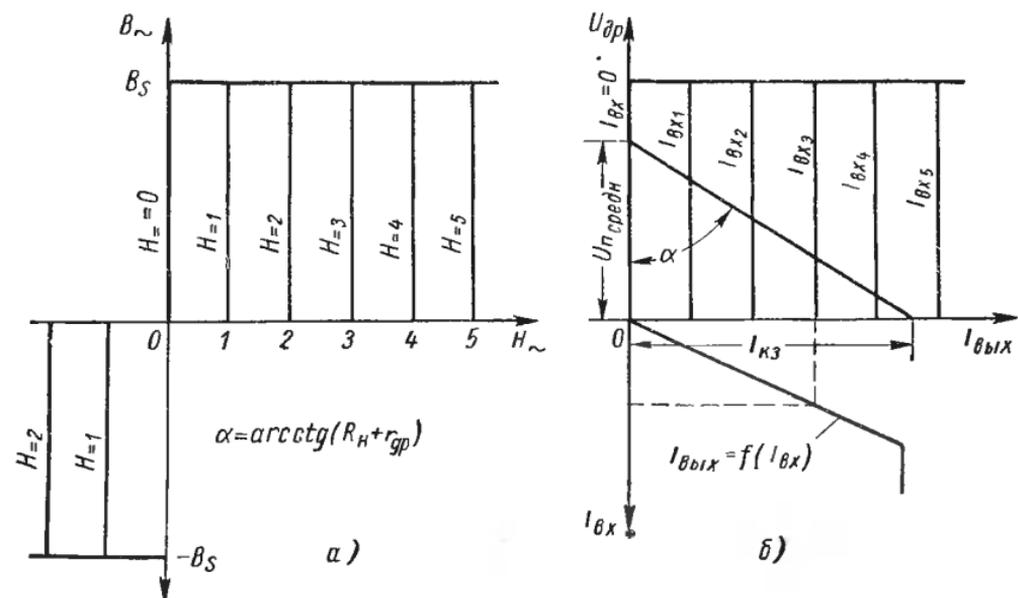


Рис. 105. К расчету статической характеристики идеального усилителя:

а — идеализированные кривые одновременного намагничивания; б — построение статической характеристики

Процесс работы идеального магнитного усилителя (рис. 101, в) для случая бесконечно малого сопротивления входной цепи можно пояснить, используя графики, приведенные на рис. 106.

Условие  $Z_{вх} \rightarrow 0$  означает, что э. д. с., наводимая во входной обмотке, должна быть близка к нулю:

$$e_{вх} = -w_{вх} S_{жс} \left( \frac{dB_n}{dt} - \frac{dB_n}{dt} \right) \approx 0, \quad (181)$$

откуда  $\frac{dB_n}{dt} \approx \frac{dB_n}{dt}$  и, следовательно, индукции обоих сердечников изменяются по одинаковым кривым, отличаясь лишь постоянными составляющими:  $B_n + B_0 = B_n - B_0$ .

Нетрудно заметить (рис. 105, а), что у идеального ферромагнетика при  $|B| < |B_S|$  магнитная проницаемость  $\mu = \infty$ , а при  $|B| = |B_S|$  она падает до нуля, что и обуславливает ряд особенностей в работе идеальных усилителей.

Предположим, что входной сигнал отсутствует ( $U_{вх} = 0$ ). Тогда под действием переменного напряжения источника питания цепи нагрузки материал сердечника будет перемагничиваться, причем можно так подобрать параметры усилителя ( $\omega_{вых}$ ,  $U_{пн}$ ,

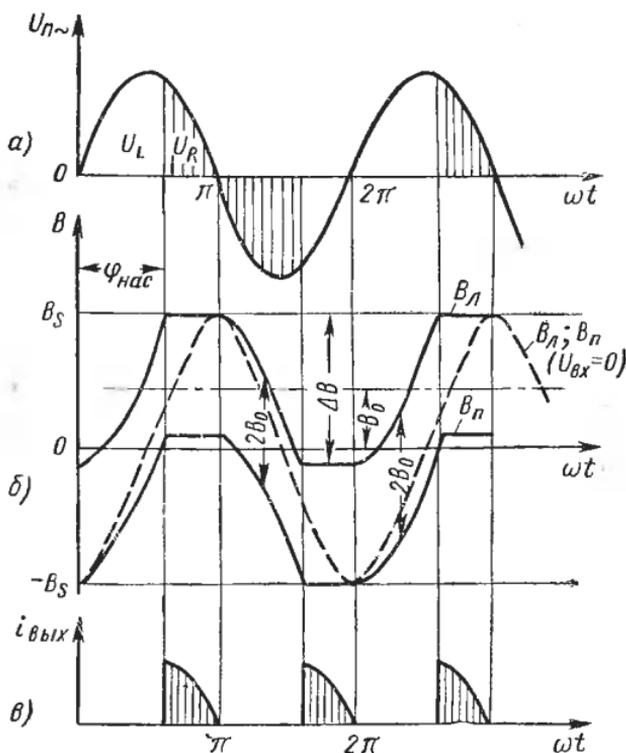


Рис. 106. К пояснению принципа действия идеального магнитного усилителя

$S_{эс}$  и др.), что ни в один из моментов времени индукция в сердечнике не будет достигать индукции насыщения, т. е.  $|B| < |B_S|$  (пунктирная кривая на рис. 106, б).

При этом  $\mu = \infty$ , ток в рабочих обмотках близок к нулю и все напряжение источника питания целиком уравнивается э. д. с., наводимыми в обеих рабочих обмотках ( $U_{L\partial p}$ ). При наличии входного сигнала  $U_{вх}$  в зависимости от его полярности в одном из сердечников (допустим левом) постоянная и переменная составляющие индукции в течение одного полупериода складываются, а в другом вычитаются. Тогда в некоторый момент времени ( $\varphi_{нас} = \omega t_{нас}$ ) индукция в левом сердечнике достигнет индукции насыщения и, следовательно,  $\frac{dB_L}{dt} = 0$ .

Вследствие этого второй (правый) ненасыщенный сердечник будет попадать в режим, близкий к режиму короткого замыкания. Его входная обмотка, которая является вторичной обмоткой, с точки зрения трансформируемой в ней э. д. с. окажется замкнутой накоротко. Поэтому с момента насыщения первого сердечника (левого) индукция во втором сердечнике (правом) изменяться не будет ( $\frac{dB_n}{dt} \approx 0$ ), т. е. э. д. с. в обмотках не будет наводиться и напряжение источника питания будет уравниваться падением напряжения на нагрузке.

В следующий полупериод будет осуществляться насыщение правого сердечника, а ненасыщенный левый сердечник окажется в режиме, близком к режиму короткого замыкания.

Чем больше величина входного сигнала, тем больше длительность импульса тока в выходной цепи (см. рис. 106).

Для ненасыщенного сердечника ( $|B| < |B_s|$ ,  $H = 0$ ) суммарная н. с. равна нулю, т. е.  $\sum Hl = I_{\text{вых}_{\text{средн}}} \omega_{\text{вых}} - I_{\text{вх}} \omega_{\text{вх}} = 0$ , откуда можно получить уравнение статической характеристики идеального магнитного усилителя:

$$I_{\text{вых}_{\text{средн}}} = \frac{\omega_{\text{вх}}}{\omega_{\text{вых}}} I_{\text{вх}}, \quad (182)$$

где

$$\frac{\omega_{\text{вх}}}{\omega_{\text{вых}}} = K_I' \quad (183)$$

— коэффициент усиления по току.

Как следует из рис. 106, у идеального магнитного усилителя напряжение источника питания в одни моменты оказывается полностью приложенным к дросселям, а в другие — к нагрузке. Здесь уже трудно говорить о сдвиге фаз между падениями напряжения на дросселях и на нагрузке и, несмотря на чисто активный характер нагрузки, часто говорят, по крайней мере для схем с выходом на постоянном токе, об арифметическом сложении средних значений этих падений напряжения, т. е. вместо выражения (178) полагают

$$U_{\text{др}_{\text{средн}}} + I_{\text{вых}_{\text{средн}}} (R_n + r_{\text{др}}) = U_{\text{н}_{\text{средн}}}. \quad (184)$$

В этом случае при графо-аналитическом методе расчета статической характеристики приходят к прямой нагрузке (см. рис. 105, б), которая имеет отрезки на осях  $U_{\text{н}_{\text{средн}}}$  и  $I_{\text{кз}} = \frac{U_{\text{н}_{\text{средн}}}}{R_n + r_{\text{др}}}$  или, другими словами, проводят под углом  $\alpha = \arcsctg (R_n + r_{\text{др}})$  к отрицательному направлению оси ординат из точки на этой оси, соответствующей значению напряжения источника питания  $U_{\text{н}_{\text{средн}}}$ .

Рассмотрение рис. 105, б показывает, что в пределах линейной части статической характеристики идеального магнитного усилителя его коэффициент усиления не зависит от изменений величины питающего напряжения и нагрузки<sup>1</sup>. Однако эти изменения сказываются, конечно, на диапазоне изменения входного сигнала, в пределах которого статическая характеристика сохраняет линейность.

## 10. РАСЧЕТ СТАТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК АНАЛИТИЧЕСКИМ МЕТОДОМ

Графо-аналитические методы при всей их простоте в ряде случаев (например, при оценке изменения параметров усилителя от изменения напряжения питания и температуры, при расчете усложненных схем и т. д.) могут оказаться неудобными. Познакомимся ниже с одним из аналитических методов.

Аналитические методы расчета основаны на применении того или иного вида аналитических выражений, аппроксимирующих либо кривые одновременного намагничивания, либо непосредственно семейство вольт-амперных характеристик дросселя (см. рис. 103, б).

Вольт-амперные характеристики для приблизительно линейных участков могут быть заменены параллельными прямыми линиями<sup>2</sup> (рис. 107). Такая замена равносильна аппроксимации семейства вольт-амперных характеристик выражением

$$I_{\partial p} = I_0 + K |I_{ex}| + U_{\partial p} \frac{1}{X_i \partial p}, \quad (185)$$

где  $I_{\partial p}$  — ток выходной обмотки дросселя;

$I_{ex}$  — ток входной обмотки;

$I_0$  — отрезок, который отсекает на оси абсцисс спрямленная характеристика, соответствующая нулевому входному сигналу;

$K = \frac{\Delta I_{\partial p}}{\Delta I_{ex}}$  (при  $U_{\partial p} = \text{const}$ ) — дифференциальный коэффициент усиления ненагруженного дросселя, показывающий, во сколько раз изменение тока во входной обмотке действует сильнее изменений тока через дроссель;

<sup>1</sup> Это обстоятельство обуславливает относительно высокую стабильность работы магнитных усилителей с высококачественными ферромагнетиками и позволяет широко пользоваться положительными обратными связями, сохраняя при этом линейный характер усиления.

<sup>2</sup> Излагаемый метод не имеет дополнительных допущений по сравнению с методом «эллипса», за исключением предположения о совпадении аппроксимирующих прямых с действительными кривыми в области их пересечения с эллипсом.

$X_{i\partial p} = \operatorname{tg} \beta = \frac{\Delta U_{\partial p}}{\Delta I_{\partial p}}$  (при  $I_{ex} = \text{const}$ ) — внутреннее дифференциальное сопротивление дросселя<sup>1</sup>, равное отношению изменения падения напряжения на дросселе к изменению тока через дроссель при неизменном входном токе и носящее реактивный (индуктивный) характер.

В выражении (185) значение  $I_{ex}$  берется по модулю, так как эффект воздействия на дроссель не зависит от направления входного тока.

Применим выражение (185) к расчету статической характеристики магнитного усилителя ( $I_{вых} = f(I_{ex})$ ) (рис. 101, а), полагая вначале нагрузку чисто активной ( $Z_n = R_n$ ).

Измеряя фазовые сдвиги по отношению к напряжению источника питания  $U_{n\sim}$ , будем иметь для цепи нагрузки

$$R_n \dot{I}_{вых} + jX_n \dot{I}_{вых} = U_{n\sim}, \quad (186)$$

$$\text{где } X_n = \frac{U_{\partial p}}{I_{\partial p}}. \quad (187)$$

Подчеркнем, что  $X_n$  является статическим, а не дифференциальным сопротивлением дросселя.

Тогда учитывая, что в данном случае  $I_{\partial p} = I_{вых}$ , и используя аппроксимирующее выражение (185), для рассматриваемой схемы получим

$$X_n = X_{i\partial p} \left( 1 - \frac{I_0 + K |I_{ex}|}{I_{вых}} \right). \quad (188)$$

Решая совместно выражения (186)—(188), получим

$$\dot{I}_{вых} = \frac{U_{n\sim}}{R_n + jX_{i\partial p} \left( 1 - \frac{I_0 + K |I_{ex}|}{I_{вых}} \right)}, \quad (189)$$

определяющее ток  $\dot{I}_{вых}$  через его собственный модуль  $I_{вых}$ .

Для решения этого уравнения достаточно найти модуль выражения. Имеем

$$I_{вых} = \frac{U_{n\sim}}{\sqrt{R_n^2 + X_{i\partial p}^2 \left[ \frac{I_{вых} - (I_0 + K |I_{ex}|)}{I_{вых}} \right]^2}}. \quad (190)$$

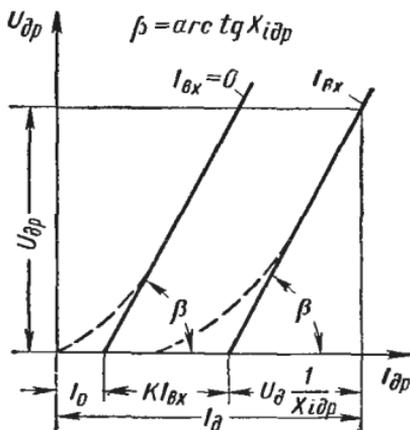


Рис. 107. Спрямление вольт-амперных характеристик дросселя

<sup>1</sup> Заметим, что  $X_{i\partial p}$  соответствует внутреннему сопротивлению электронной лампы  $R_i$ , а выражение (185) в целом можно рассматривать как аналогию уравнения (264) спрямленных характеристик вакуумного триода.

В полученном уравнении только одно неизвестное  $I_{вых}$ . Решение уравнения дает аналитическое выражение статической характеристики магнитного усилителя

$$I_{вых} = \frac{X_{i\partial p}^2 (I_0 + K |I_{ex}|)}{R_n^2 + X_{i\partial p}^2} + \frac{\sqrt{(R_n^2 + X_{i\partial p}^2) U_{n\sim}^2 - R_n^2 X_{i\partial p}^2 (I_0 + K |I_{ex}|)^2}}{R_n^2 + X_{i\partial p}^2}. \quad (191)$$

При наличии в схеме (рис. 101, а) обмотки смещения в последнее выражение следует подставлять вместо  $|I_{ex}|$  величину

$$|K_{см} I_{см} \pm I_{ex}|, \quad (192)$$

где  $I_{см}$  — ток в обмотке смещения;

$K_{см} = \frac{\omega_{см}}{\omega_{ex}}$  — коэффициент, который можно назвать коэффициентом смещения.

Для более общего случая нагрузки

$$Z_n = R_n \pm jX_n.$$

При наличии обмотки смещения вместо выражения (191) будем иметь

$$I_{вых} = \frac{(X_n + X_{i\partial p}) X_{i\partial p} (I_0 + K |K_{см} I_{см} \pm I_{ex}|)}{R_n^2 + (X_n + X_{i\partial p})^2} + \frac{\sqrt{[R_n^2 + (X_n + X_{i\partial p})^2] U_{n\sim}^2 - R_n^2 X_{i\partial p}^2 (I_0 + K |K_{см} I_{см} \pm I_{ex}|)^2}}{R_n^2 + (X_n + X_{i\partial p})^2}, \quad (193)$$

где  $X_n$  берется со знаком плюс для индуктивной нагрузки и со знаком минус — для емкостной нагрузки.

Необходимо подчеркнуть, что рассматриваемая методика легко позволяет учитывать и фазу выходного тока. Так, для схемы, изображенной на рис. 101, а, выражение (189) представляет собой ток в комплексной форме и позволяет оценить влияние параметров дросселя  $I_0$ ,  $K$  и  $X_{i\partial p}$ . Учитывая, что для рассматриваемой схемы

$$\cos \varphi = \frac{R_n}{Z} = \frac{R_n I_{вых}}{U_{n\sim}}, \quad (194)$$

можно представить ток в комплексном виде:

$$\dot{I}_{вых} = I_{вых} (\cos \varphi + j \sin \varphi) = I_{вых} \left( \frac{R_n I_{вых}}{U_{n\sim}} + j \sqrt{1 - \frac{R_n^2 I_{вых}^2}{U_{n\sim}^2}} \right). \quad (195)$$

Полученные выше аналитические выражения статической характеристики (191) и (193) могут быть записаны в виде обобщенной формулы

$$I_{вых} = b_i M + \sqrt{y_i^2 U^2 - g_i^2 M^2}, \quad (196)$$

где

$$b_i = \frac{X_H + X_{i \partial p}}{R_H^2 + (X_H + X_{i \partial p})^2}; \quad (197)$$

$$g_i = \frac{R_H}{R_H^2 + (X_H + X_{i \partial p})^2}; \quad (198)$$

$$y_i = \frac{1}{\sqrt{R_H^2 + (X_H + X_{i \partial p})^2}}; \quad (199)$$

$$M = X_{i \partial p} (I_0 + K |K_{cm} I_{cm} \pm I_{ex}|). \quad (200)$$

Нетрудно видеть, что величины  $b_i$ ,  $g_i$ ,  $y_i$  представляют собой соответственно реактивную, активную и полную дифференциальные проводимости выходной цепи схемы и сразу же могут быть определены из рассмотрения схемы.

Величина  $M$  характеризует параметры дросселя<sup>1</sup>, а также величину смещения и интенсивность поступающего на него входного сигнала.

Расчет схем магнитных усилителей можно проиллюстрировать схемами замещения.

Для частного случая чисто индуктивной нагрузки будем иметь

$$b_i = y_i = \frac{1}{X_H + X_{i \partial p}} \text{ и } g_i = 0,$$

откуда согласно обобщенной формуле (196)

$$\begin{aligned} U_{вых} &= \frac{X_H}{X_H + X_{i \partial p}} (M + U_{n\sim}) = \\ &= \frac{X_H}{X_H + X_{i \partial p}} [U_{n\sim} + X_{i \partial p} (I_0 + K |K_{cm} I_{cm} \pm I_{ex}|)]. \end{aligned} \quad (201)$$

Для практически более важного случая чисто активной нагрузки формула (196) и выражения (197)—(199) приводят к статической характеристике, которая может быть представлена в виде

$$\begin{aligned} U_{вых} &= \frac{R_H}{\sqrt{R_H^2 + X_{i \partial p}^2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{R_H^2 + X_{i \partial p}^2}} \left( X_{i \partial p} M + \right. \\ &\quad \left. + \sqrt{\left(1 + \frac{X_{i \partial p}^2}{R_H^2}\right) U_{n\sim}^2 - M^2} \right). \end{aligned} \quad (202)$$

<sup>1</sup> Эти параметры наряду с допустимыми токами целесообразно включать в паспортные данные типизированных дросселей, как это делается для электронных ламп и полупроводниковых триодов (см. гл. IX).

Полученное выражение соответствует схеме замещения (рис. 108), для которой э. д. с. эквивалентного генератора будет равна

$$U_3 = \frac{1}{\sqrt{R_n^2 + X_{i\partial p}^2}} \left( X_{i\partial p} M + \sqrt{\left(1 + \frac{X_{i\partial p}^2}{R_n^2}\right) U_{n\sim}^2 - M^2} \right) =$$

$$= y_i \left( X_{i\partial p} M + \sqrt{\frac{U_{n\sim}^2}{g_i^2} - M^2} \right). \quad (203)$$

Здесь эквивалентная э. д. с. оказывается связанной со входным сигналом уже нелинейной зависимостью. Заметим, что при графо-

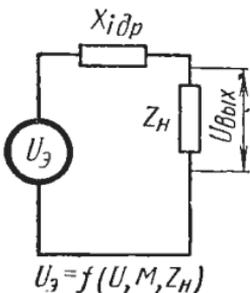


Рис. 108. Схема замещения магнитного усилителя для чисто активной нагрузки

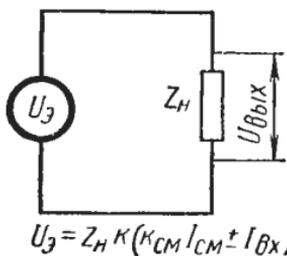


Рис. 109. Схема замещения идеализированного магнитного усилителя

аналитическом расчете это означает переход от нагрузочной прямой к эллипсу нагрузки.

Рассмотрим далее, к чему приводит обобщенная формула (196), если ее применить к магнитным усилителям с «идеальным» ферромагнетиком, для которого должно быть положено (см. рис. 105, а)

$$X_{i\partial p} = \infty; \quad I_0 = 0. \quad (204)$$

Для случая комплексной нагрузки усилителя вместо выражения (193) получим

$$I_{\text{вых}} = \lim_{\substack{X_{i\partial p} \rightarrow \infty \\ I_0 \rightarrow 0}} \left[ \frac{(X_n + X_{i\partial p}) X_{i\partial p} (I_0 + K |K_{CM} I_{CM} \pm I_{\partial x}|)}{R_n^2 + (X_n + X_{i\partial p})^2} + \sqrt{\frac{U_{n\sim}^2}{R_n^2 + (X_n + X_{i\partial p})^2} - \frac{R_n^2 X_{i\partial p}^2 (I_0 + K |K_{CM} I_{CM} \pm I_{\partial x}|)^2}{[R_n^2 + (X_n + X_{i\partial p})^2]^2}} \right] =$$

$$= K |K_{CM} I_{CM} \pm I_{\partial x}|, \quad (205)$$

что соответствует основному уравнению идеализированного магнитного усилителя, для которого статическая характеристика представляет собой прямую, проходящую через начало координат.

Выходное напряжение такого усилителя будет равно

$$U_{вых} = Z_{иK} |K_{см} I_{см} \pm I_{вх}|, \quad (206)$$

а схема замещения с генератором напряжения будет иметь вид, показанный на рис. 109.

Напомним, однако, что процессы в магнитных усилителях с высококачественными материалами, кривые намагничивания которых близки к идеализированным, носят импульсный характер, и квазилинейное рассмотрение, лежащее как в основе настоящего метода, так и метода эллипса, здесь уже применяется не строго. Практически же выражение (206) оказывается справедливым для средних значений выходного тока или напряжения по причинам, отмеченным в предыдущем параграфе.

## 11. ПОСТОЯННАЯ ВРЕМЕНИ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Подробный анализ переходных процессов в магнитных усилителях показывает, что постоянная времени магнитных усилителей может меняться в несколько раз в зависимости от интенсивности сигнала, так как при изменении интенсивности сигнала сказывается нелинейность процессов и одинаковым приращениям входного тока будут соответствовать различные приращения индукции. Таким образом, линеаризация магнитного усилителя при замещении его апериодическим звеном, строго говоря, должна включать в себя не только линеаризацию статической характеристики, но и своеобразную линеаризацию постоянной времени. Весьма удобным методом уточненного расчета постоянной времени является графо-аналитический метод, так как результаты чисто аналитического рассмотрения с трудом могут быть использованы в расчетной практике. Ниже приводится упрощенное аналитическое рассмотрение явлений, дающее лишь результаты самого первого приближения. Будем предполагать происходящие в усилителе процессы близкими к процессам в идеальном магнитном усилителе.

При скачкообразном изменении входного напряжения процесс изменения тока во входной цепи идеального магнитного усилителя с последовательным соединением выходных обмоток (см. рис. 101, в) будет соответствовать выражению<sup>1</sup>

$$i_{вх} R_{вх} + 2\omega_{вх} S_{жс} \frac{dB_0}{dt} = U_{вх}, \quad (207)$$

где  $R_{вх}$  — сопротивление входной цепи;

$\omega_{вх}$  — число витков входной обмотки;

$S_{жс}$  — площадь сечения магнитопровода;

$B_0$  — постоянная составляющая индукции каждого из двух сердечников, охватываемых входной обмоткой.

<sup>1</sup> Предполагается, что внутреннее сопротивление источника входного сигнала равно нулю.

По мере увеличения  $i_{\theta x}$  в течение переходного процесса будет возрастать и значение  $B_0$  (см. рис. 106).

Величина  $B_0$  (как видно из графика на рис. 106), вычисленная как среднее за период значение индукции, связана с полным изменением индукции  $\Delta B$  выражением  $B_0 = B_s - \frac{\Delta B}{2}$ .

Тогда, учитывая, что  $B_s = \text{const}$ , будем иметь

$$\frac{dB_0}{dt} = -\frac{1}{2} \frac{d\Delta B}{dt}. \quad (208)$$

Пренебрегая отставанием среднего за полупериод значения тока в нагрузке от входного тока в этот же полупериод и для переходного процесса, можем считать справедливым уравнение статической характеристики (182), т. е. записать, что

$$i_{\theta x} = \frac{\omega_{\theta yx}}{\omega_{\theta x}} i_{\theta yx \text{ средн}}. \quad (209)$$

Подставляя выражения (208) и (209) в выражение (207), получим

$$-\omega_{\theta x} S_{\theta c} \frac{d\Delta B}{dt} + \frac{\omega_{\theta yx}}{\omega_{\theta x}} R_{\theta x} \frac{U_{\theta yx \text{ средн}}}{R_H} = U_{\theta x}. \quad (210)$$

Изменение индукции  $\Delta B$  можно выразить через удвоенную амплитуду переменной составляющей  $\Delta B = 2B_m$ , величина которой определяется напряжением  $U_{\theta p \text{ средн}}$  на двух последовательно соединенных рабочих обмотках  $\omega_{\theta yx}$ :

$$U_{\theta p \text{ средн}} = 2 \cdot 2f\omega_{\theta yx} S_{\theta c} 2B_m,$$

так как при периодическом изменении индукции от  $B_{\text{max}}$  до  $B_{\text{min}}$  среднее за полупериод значение э. д. с. равно

$$\begin{aligned} E_{\text{средн}} &= \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} \left( -\omega_{\theta yx} S_{\theta c} \frac{dB}{dt} \right) dt = -\frac{2}{T} \omega_{\theta yx} S_{\theta c} \int_{B_{\text{max}}}^{B_{\text{min}}} dB = \\ &= 2f\omega_{\theta yx} S_{\theta c} (B_{\text{max}} - B_{\text{min}}) = 2f\omega_{\theta yx} S_{\theta c} \Delta B. \end{aligned}$$

Согласно уравнению (184), для цепи нагрузки идеального магнитного усилителя

$$U_{\theta p \text{ средн}} = U_{n \sim \text{средн}} - I_{\theta yx \text{ средн}} R_H,$$

если пренебречь активным сопротивлением обмотки дросселя.

Отсюда получим

$$\frac{d\Delta B}{dt} = \frac{1}{4f\omega_{\theta yx} S_{\theta c}} \cdot \frac{dU_{\theta yx \text{ средн}}}{dt}. \quad (211)$$

После подстановки значения производной в выражение (210) получим

$$\frac{\omega_{вх}}{4f\omega_{вых}} \cdot \frac{dU_{вых\text{ средн}}}{dt} + \frac{\omega_{вых}R_{вх}}{\omega_{вх}R_{н}} U_{вых\text{ средн}} = U_{вх}$$

или

$$T \frac{dU_{вых\text{ средн}}}{dt} + U_{вых\text{ средн}} = K_U U_{вх} \quad (212)$$

где  $K_U = \frac{\omega_{вх}}{\omega_{вых}} \cdot \frac{R_{н}}{R_{вх}}$  — коэффициент усиления по напряжению (передаточный коэффициент);

$T = \frac{1}{4f} \cdot \frac{R_{н}\omega_{вх}^2}{R_{вх}\omega_{вых}^2}$  — постоянная времени.

С учетом соотношения (182) правый сомножитель в выражении постоянной времени может быть выражен через коэффициент усиления мощности  $K_p$ . Действительно,

$$\frac{R_{н}\omega_{вх}^2}{R_{вх}\omega_{вых}^2} = \frac{R_{н}I_{вых\text{ средн}}^2}{R_{вх}I_{вх}^2} = K_U K_I = K_p$$

Тогда выражение постоянной времени примет вид

$$T = \frac{K_p}{4f}, \quad (213)$$

т. е. постоянная времени магнитного усилителя прямо пропорциональна его коэффициенту усиления по мощности и обратно пропорциональна частоте источника питания.

Следовательно, передаточная функция магнитного усилителя

$$W(p) = \frac{U_{вых\text{ средн}}(p)}{U_{вх}(p)} = \frac{K_U}{Tp + 1}. \quad (214)$$

## 12. ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ В МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЯХ И БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЕ МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Магнитные усилители изготавливаются на выходные мощности от милливатт до многих киловатт, но приведенные выше схемы практически позволяют получить усиление по мощности лишь в несколько десятков раз. Значительно более высокий коэффициент усиления по мощности (порядка  $10^4$  и более) можно получить с помощью положительной обратной связи.

Распространенный вариант схемы магнитного усилителя с обратной связью приведен на рис. 110. Выходной ток выпрямляется с помощью мостиковой схемы и подается на специальную обмотку обратной связи  $\omega_{об}$ , которую размещают там же, где и

входную обмотку  $w_{вх}$ . Поэтому в создании подмагничивающего поля участвует не только входной ток  $I_{вх}$ , но и выпрямленный выходной ток  $I_{облх}$ .

Направление тока в обмотке обратной связи определяется только схемой выпрямителя и при изменении знака входного тока остается неизменным. Поэтому обратная связь оказывается положительной только при одном направлении входного тока, когда потоки входной обмотки и обмотки обратной связи складываются. При другом направлении входного управляющего тока потоки

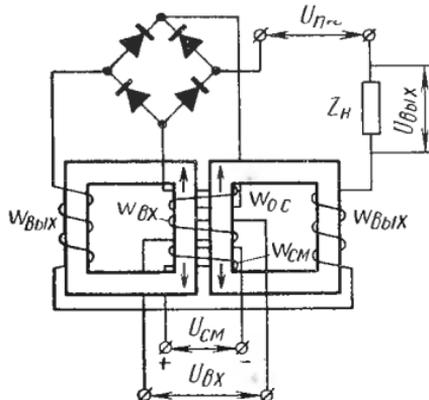


Рис. 110. Дроссельный магнитный усилитель с внешней обратной связью

вычитаются (обратная связь становится отрицательной) и коэффициент усиления не возрастает, а уменьшается.

Расчет статической характеристики магнитного усилителя при наличии обратной связи может быть выполнен как графо-аналитическим, так и аналитическим методом.

Остановимся сначала на графо-аналитическом решении поставленной задачи (рис. 111).

В качестве исходных характеристик необходимы статическая характеристика усилителя без обратной связи и характеристика обратной связи, которая представляет собой прямую, проведенную к положительному направлению оси ординат под углом  $\alpha = \text{arctg } K_{ос}$  (рис. 111).

Причем так как выходной ток  $I_{облх}$  после выпрямления поступает не во входную обмотку, а в обмотку обратной связи (см. рис. 110), имеющую другое число витков<sup>1</sup>, то

$$K_{ос} = \frac{(Iw)_{ос}}{I_{облх}w_{вх}} = \frac{I_{ос}w_{ос}}{I_{облх}w_{вх}} = k_B \frac{w_{ос}}{w_{вх}}, \quad (215)$$

где  $w_{ос}$  — число витков обмотки обратной связи;

$w_{вх}$  — число витков входной обмотки;

$k_B$  — коэффициент выпрямления, зависящий от типа выпрямителя, формы тока и пр. (для схемы на рис. 110 в первом приближении можно полагать  $k_B = 0,9$ );

$(Iw)_{ос}$  — н. с. обмотки обратной связи;

$I_{ос}$  — ток в обмотке обратной связи (выпрямленный выходной ток  $I_{ос} = k_B I_{облх}$ ).

<sup>1</sup> Это соответствует случаю подачи полного выходного напряжения электронного усилителя (см. гл. IX) не в цепь управляющей сетки, а в цепь какой-либо другой сетки многоэлектронной лампы.

Если провести пересекающую ось ординат горизонтальную прямую  $ac$ , ордината которой  $Oa$  соответствует некоторому значению выходного тока, то отрезок этой прямой  $ab$ , заключенный между осью ординат и прямой обратной связи, равен

$$I_{вых} \frac{\omega_{oc}}{\omega_{вх}} k_B = I_{вх доп} = \frac{(I\omega)_{oc}}{\omega_{вх}}.$$

Он характеризует то приведенное ко входному току дополнительное подмагничивание, которое благодаря положительной обратной связи создает значение выходного тока, соответствующее ординате  $Oa$ . Если до введения обратной связи указанное значе-

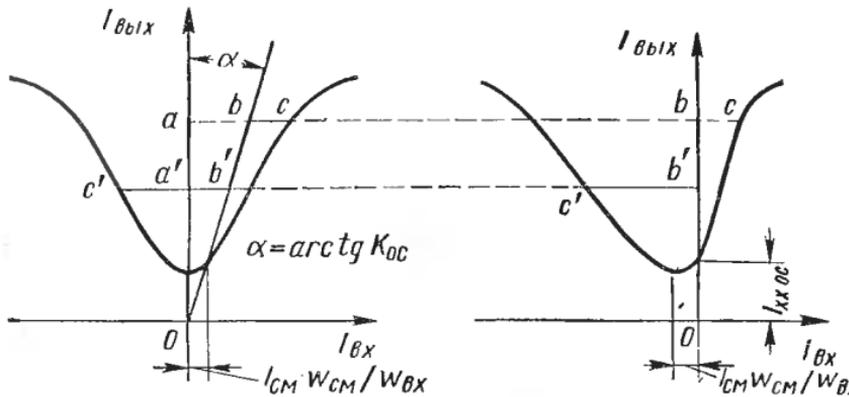


Рис. 111. Построение статической характеристики магнитного усилителя с обратной связью

ние выходного тока достигалось при входном токе, определяемом длиной отрезка  $ac$ , то теперь для получения этого же значения выходного тока необходима значительно меньшая величина входного тока, определяемая отрезком  $bc$ . Построение соответствующей точки характеристики усилителя с обратной связью выполнено справа. Для построения характеристики с обратной связью необходимо провести несколько горизонтальных прямых, соответствующих равным значениям выходного тока. При этом следует помнить, что левая ветвь исходной статической характеристики условно соответствует отрицательной обратной связи и поэтому новое значение входного тока получается не вычитанием, а суммированием отрезков  $a'b'$  и  $a'c'$ , как это показано на рис. 111 для входного тока, соответствующего ординате  $Oa'$ .

Заметим, что также автоматически можно производить вычитание (при положительной обратной связи) и сложение (при отрицательной обратной связи) соответствующих абсцисс, смещая прямую обратной связи. При этом независимо от знака обратной связи для определения точки статической характеристики усилителя с обратной связью достаточно сместить параллельно себе прямую обратной связи и из точки пересечения ее с осью абсцисс

(точки  $A$  и  $A'$ ) (см. рис. 111) восстановили перпендикуляр, а из точки пересечения ее с характеристикой усилителя без обратной связи (точки  $B$  и  $B'$ ) провести прямую параллельно оси абсцисс. Точка пересечения этой прямой с ранее восстановленным перпендикуляром и будет искомой точкой характеристики с обратной связью.

Как видно из рис. 111, введение обратной связи сопровождается увеличением тока холостого хода, иногда очень значительным. Это объясняется тем, что сам ток холостого хода создает дополнительное подмагничивающее воздействие. Для уменьшения

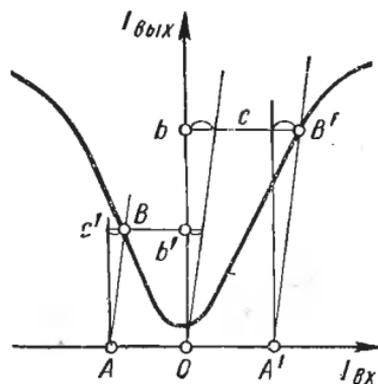


Рис. 112. Построение статической характеристики магнитного усилителя с обратной связью по методу, предложенному И. Б. Негневицким

тока холостого хода вводится так называемая обмотка смещения  $\omega_{см}$ , которая создает постоянную н. с.  $(I\omega)_{см}$  (при этом напряжение на обмотку смещения можно подать от того же источника переменного напряжения  $U_{п\sim}$  через отдельный выпрямитель, на схеме не показанный). С применением такой обмотки характеристика усилителя смещается параллельно самой себе вдоль оси входного тока в нужном направлении. Нетрудно подобрать н. с. обмотки смещения так, чтобы ток холостого хода снизился до прежнего минимума (рис. 111).

Обратимся теперь к аналитическому методу, основываясь по-прежнему на аппроксимации вида (185). Для магнитного усилителя со смещением и обрат-

ной связью по току аппроксимация вольт-амперной характеристики дросселя принципиально соответствует выражению (185), которое должно быть записано в виде

$$I_{др} = I_0 + K |K_{см} I_{см} \pm I_{вх} \pm K_{ос1} I_{др}| + \frac{1}{X_{i др}} U_{др}, \quad (216)$$

где  $K_{ос1}$  — коэффициент обратной связи по току, определяемый выражением (215).

Рассмотрим конкретный пример положительной обратной связи и положительного (складывающегося с положительным направлением входного сигнала) смещения. Тогда перед последним членом под знаком модуля должен быть взят знак плюс.

Чтобы избавиться от оперирования с модулями сумм, представим выражение (216) в виде

$$I_{др} = I_0 + K |K_{см} I_{см} + I_{вх} + K_{ос1} I_{др}| + \frac{1}{X_{i др}} U_{др} \quad (217)$$

$$K_{cm}I_{cm} + I_{вх} + K_{ocI}I_{\partial p} > 0, \quad (218)$$

и представим в виде

$$I_{\partial p} = I_0 + K(|I_{вх}| - K_{cm}I_{cm} - K_{ocI}I_{\partial p}) + \frac{1}{X_{i\partial p}} U_{\partial p} \quad (219)$$

при

$$K_{cm}I_{cm} + I_{вх} + K_{ocI}I_{\partial p} < 0. \quad (220)$$

Имея в виду область входных сигналов, определяемую выражением (218), и применяя методику, изложенную в п. 10 настоящей главы, получим уравнение статической характеристики для усилителя с обратной связью в виде

$$I_{вх} = \frac{[X_n + X_{i\partial p}(1 - K_{ocI}K)] X_{i\partial p} [I_0 + K(K_{cm}I_{cm} + I_{вх})]}{R_n^2 + [X_n + X_{i\partial p}(1 - K_{ocI}K)]^2} + \\ + \sqrt{\frac{\{R_n^2 + [X_n + X_{i\partial p}(1 - K_{ocI}K)]^2\} U_{n\sim}^2 -}{- R_n^2 X_{i\partial p}^2 [I_0 + K(K_{cm}I_{cm} + I_{вх})]^2}} \\ \rightarrow \dots \frac{\dots}{R_n^2 + [X_n + X_{i\partial p}(1 - K_{ocI}K)]^2}. \quad (221)$$

В случае емкостной нагрузки в этом выражении, как и в выражении (193), сопротивление  $X_n$  должно быть со знаком минус, а для отрицательной обратной связи сомножитель  $(1 - K_{ocI}K)$  в соответствии с общей теорией обратной связи должен быть заменен сомножителем  $(1 + K_{ocI}K)$ .

Подчеркнем, что и выражение (221) соответствует обобщенной формуле (196). При этом наличие обратной связи приводит лишь к соответствующему изменению эквивалентной величины внутреннего дифференциального сопротивления дросселя для выходной цепи сумм, которое в выражения (197)—(199) должно подставляться в виде<sup>1</sup>

$$X_{i\partial p_s} = X_{i\partial p}(1 \pm K_{ocI}K). \quad (222)$$

Нетрудно видеть, что если угол наклона прямой обратной связи станет равным наклону статической характеристики в линейной части или превысит его, то наступит релейный режим. Указанным выше способом можно построить статическую характеристику и для случая релейного режима, а по ней пайти все необходимые статические параметры релейного звена (рис. 113 и 114).

<sup>1</sup> Выражение (200) при этом остается без изменений.

При  $I_{вх} = I_{ср\text{аб}}$  ток в нагрузке скачкообразно возрастает от значения  $I_{к}$  до величины  $I_L$ .

При  $I_{вх} = I_{отп}$  выходной ток уменьшается от значения, определяемого ординатой точки касания  $M$  ( $I_M$ ), до величины, определяемой ординатой точки пересечения  $N$  ( $I_N$ ).

Применением смещающей обмотки можно менять абсолютную величину и полярность токов срабатывания и отпускания, а значение коэффициента возврата зависит от величины коэффициента обратной связи, уменьшаясь с увеличением последнего.

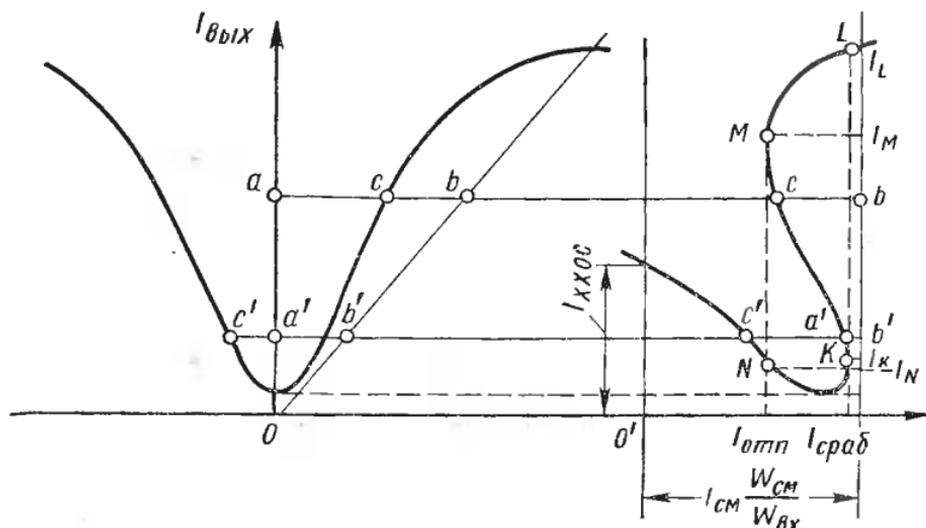


Рис. 113. Построение статической характеристики магнитного усилителя с глубокой положительной обратной связью ( $K_{ос} > 1$ )

Магнитные усилители в релейном режиме используются как бесконтактные реле (и, следовательно, весьма надежные).

Для линейной части статической характеристики магнитного усилителя величина коэффициента усиления по току усилителя с положительной обратной связью может быть найдена на основании выражения (21), справедливого и для пропорциональных звеньев:

$$K_{эл} = \frac{K_I}{1 - K_{осI} K_I}, \quad (223)$$

где  $K_I$  — коэффициент усиления до введения обратной связи;  
 $K_{осI}$  — коэффициент обратной связи по току.

Условие возникновения релейного режима обычно определяется соотношением

$$K_{осI} K_I = 1, \quad (224)$$

при котором значение коэффициента усиления  $K_{эл}$  формально становится равным бесконечности.



Здесь введение обратной связи не сопровождается изменением конструкции обмоток.

Установим зависимость между постоянной времени  $T_{\text{э}}$  и коэффициентом усиления по мощности  $K_{\text{э}p}$  магнитного усилителя с положительной обратной связью. Если коэффициент усиления по мощности усилителя без обратной связи равен  $K_p = \frac{I_{\text{вых}}^2 R_H}{I_{\text{вх}}^2 R_{\text{вх}}} = K_I^2 \frac{R_H}{R_{\text{вх}}}$ , то при введении обратной связи с сохранением прежних величин  $R_H$  и  $R_{\text{вх}}$ , учитывая выражение (223), получим

$$K_{\text{э}p} = K_{\text{э}I}^2 \frac{R_H}{R_{\text{вх}}} = \frac{K_I^2}{(1 - K_{\text{ос}I} K_I)^2} \frac{R_H}{R_{\text{вх}}} = \frac{K_p}{(1 - K_{\text{ос}I} K_I)^2}.$$

Для постоянной времени усилителя с обратной связью в соответствии с выражением (22) будем иметь

$$T_{\text{э}} = \frac{T}{1 - K_{\text{ос}I} K_I}.$$

Отсюда  $\frac{T_{\text{э}}}{K_{\text{э}p}} = \frac{T}{K_p} (1 - K_{\text{ос}I} K_I)$ , т. е. отношение постоянной времени к коэффициенту усиления мощности оказывается уменьшенным. Учитывая выражение (213), окончательно получим

$$T_{\text{э}} = \frac{K_{\text{э}p} (1 - K_{\text{ос}I} K_I)}{4f}.$$

Отрицательной обратной связи будет соответствовать знак плюс в скобке.

Рассмотренный способ выполнения обратной связи носит название внешней обратной связи.

Кроме рассмотренных обратных связей по току, возможно введение внешних обратных связей по напряжению. Это достигается выпрямлением выходного напряжения (напряжения на нагрузке) и возбуждением от выпрямленного напряжения обмотки обратной связи. Иногда для уменьшения инерционности магнитного усилителя вводится гибкая обратная связь.

Отрицательная обратная связь, как правило, применяется только в многокаскадных магнитных усилителях для повышения стабильности параметров. Как следует из ранее сказанного, при каскадном включении выходной ток предыдущего каскада до подачи на вход последующего каскада должен быть выпрямлен.

В случае внутренней обратной связи (самоподмагничивающиеся магнитные усилители), один из возможных вариантов которой показан на рис. 115, а, обратная связь достигается включением выпрямителей в цепь выходных обмоток так, чтобы по обмоткам протекал пульсирующий ток. Постоянная составляющая

выходного тока создает подмагничивающее действие, т. е. выполняет роль обратной связи. В схеме отсутствует специальная обмотка обратной связи и потери в меди несколько меньше, чем в случае внешней обратной связи.

Но выпрямители в этом случае оказываются под более высоким обратным напряжением, равным амплитудному значению напряжения источника питания. Поэтому внутренняя обратная связь особенно целесообразна в мощных усилителях.

Расчет статических характеристик усилителей с внутренними обратными связями выполняется аналогично выше рассмотренному случаю для внешней обратной связи.

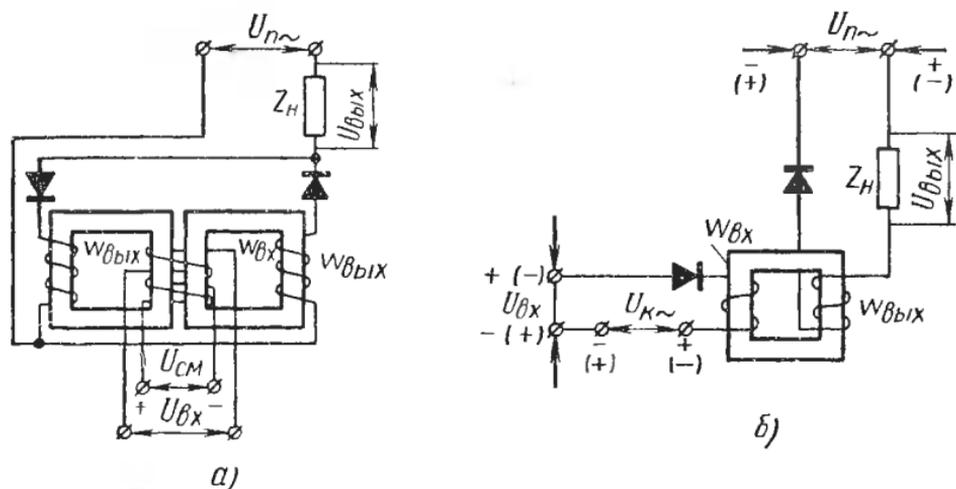


Рис. 115. Некоторые схемы магнитных усилителей:  
 а — с внутренней обратной связью; б — быстродействующий

Необходимо лишь предварительно определить величину коэффициента обратной связи. Так, для схемы, изображенной на рис. 115, а, число витков обмотки обратной связи, очевидно, должно быть  $w_{oc} = w_{вых}$ , а значение коэффициента выпрямления  $k_b$ , как и для схем с внешними обратными связями, строго говоря, должно быть найдено с учетом характера нагрузки из анализа выпрямительной схемы.

Очень существенно, что усилители с внутренней обратной связью и дросселями на высококачественных ферромагнетиках в принципе могут управляться переменным напряжением той же самой частоты, что и частота источника питания. Это объясняется тем, что напряжение прикладывается к каждому из дросселей только в один полупериод, соответствующий проводящему направлению его выпрямителя (рабочий полупериод). В следующий полупериод выпрямитель фактически отключает «свой» дроссель, и в течение этого полупериода в сердечнике устанавливается поток, определяемый интенсивностью входного сигнала (управляю-

ций полупериод). Этот поток и определяет среднюю величину выходного тока в последующий рабочий полупериод<sup>1</sup>. При этом в случае переменного входного напряжения значение выходного тока в каждый из рабочих полупериодов будет зависеть не только от величины входного сигнала в предшествующий управляющий полупериод, но и от сдвига фазы входного сигнала относительно питающего (опорного) напряжения. Следовательно, такие усилители обладают фазочувствительными свойствами (подробнее о фазочувствительных усилителях см. п. 4, гл. IX).

Следует иметь в виду, что в рассматриваемом случае необходимо принять меры против трансформации энергии из управляющей (входной) обмотки в выходную. Для этого применяются схемы, отличные от приведенной на рис. 115, а; в этих схемах имеются отдельные обмотки управления на каждом дросселе, как на рис. 100, что позволяет соответствующим выбором полярностей входных и выходных обмоток исключить трансформацию.

В схемах с самоподмагничиванием при высококачественном материале сердечника и соответствующем выборе режима схемы в каждый полупериод должно происходить полное размагничивание сердечника и входное индуктивное сопротивление падать до нуля. Это значит, что в течение каждого управляющего полупериода входной ток успевает достигнуть установившегося значения, соответствующего входному напряжению, и в динамическом отношении такой усилитель должен быть замещен уже не апериодическим звеном, а двумя последовательно включенными звеньями — пропорциональным звеном и звеном с постоянным запаздыванием. Соответствующая передаточная функция имеет вид

$$W(p) = Ke^{-pt_0}, \quad (225)$$

где время постоянного запаздывания должно быть в пределах 0,5—1,0 периода питающего напряжения.

Однако в обычных схемах магнитных усилителей с внутренней обратной связью этому мешает влияние дросселя, находящегося в рабочем полупериоде, на магнитное состояние дросселя, находящегося в управляющем полупериоде. Такая связь происходит через цепь управления, и она затягивает переходный процесс. Явление это устраняется в быстродействующих магнитных усилителях, передаточная функция которых соответствует выражению (225). Это достигается обычно введением в цепь управления выпрямителей, которые коммутируются специально вводимыми в цепь управления источниками э. д. с. с частотой источника питания  $U_{к\sim}$  таким образом, что отсоединяют входную обмотку дросселя, находящегося в рабочем полупериоде, от входной обмотки дросселя, находящегося в управляющем полупериоде.

<sup>1</sup> Или, точнее говоря, момент наступления насыщения дросселя в рабочий полупериод.

Примером трансформации действующего магнитного усилителя может служить схема, показанная на рис. 115, б. Выходная часть этой схемы представляет собой половину схемы, показанной на рис. 115, а, но во входной цепи здесь дополнительно введены выпрямитель и источник переменного напряжения  $U_{к\sim}$ , находящийся в фазе с напряжением  $U_{n\sim}$ . Величина напряжения  $U_{н\sim}$  выбирается такой, чтобы дроссель насыщался в течение рабочего полупериода (когда клапан в выходной цепи пропускает ток на-

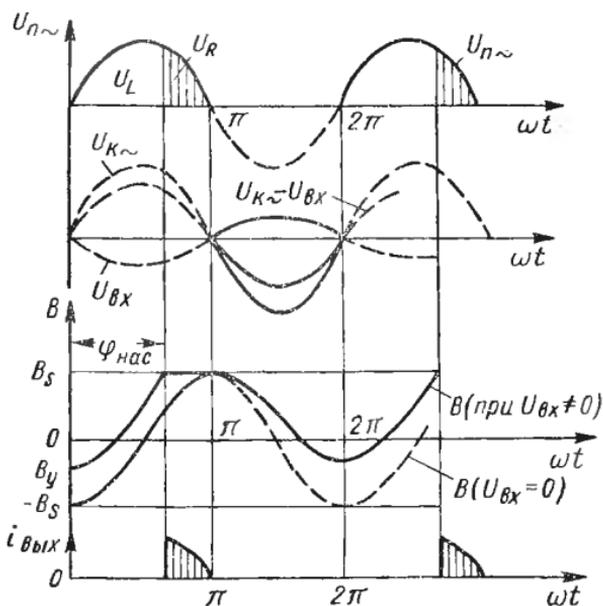


Рис. 116. К пояснению работы быстродействующего магнитного усилителя

грузки, а входная цепь разорвана своим клапаном) и оказывался полностью насыщенным к началу управляющего полупериода (когда выходной клапан закрывается, а клапан во входной цепи начнет пропускать ток).

Если входной сигнал  $U_{вх}$  равен нулю, то за управляющий полупериод источник  $U_{к\sim}$  полностью размагничивает дроссель благодаря соотношению  $U_{к\sim} = \frac{\omega_{вх}}{\omega_{вх}} U_{н\sim}$ . Полярность входного сигнала такова, что в управляющий полупериод он действует навстречу напряжению  $U_{к\sim}$ . Поэтому при наличии сигнала дроссель не успевает полностью размагничиваться, причем степень уменьшения размагничивания будет тем сильнее, чем больше входное напряжение  $U_{вх}$  (см. рис. 116).

В последующий рабочий полупериод все напряжение источника питания  $U_{н\sim}$  будет гаситься дросселем и напряжение на нагрузке будет равно нулю до того момента, пока дроссель полностью не намагнитится. С этого момента падение напряжения на дросселе

станет равным нулю, а все напряжение источника питания  $U_{n\sim}$  будет приложено к нагрузке. Начало момента насыщения  $\Phi_{нас}$ , как следует из сказанного, определяется интенсивностью входного сигнала (либо его фазой).

Следовательно, величина индукции в начале управляющего полупериода равна  $+B_s$  (см. рис. 116).

Значение индукции к концу управляющего полупериода будет

$$B_y = B_s - \frac{1}{\omega \omega_{вых} S} \int_{\pi}^{2\pi} (U_{к\sim} - U_{вх}) d(\omega t) =$$

$$= B_s - 2B_m \left( 1 - \frac{\omega_{вых}}{\omega_{вх}} \cdot \frac{U_{вх\text{средн}}}{U_{n\sim\text{средн}}} \right), \quad (226)$$

где  $U_{вх\text{средн}}$  — среднее значение входного напряжения (за полупериод);

$U_{n\sim\text{средн}}$  — среднее значение питающего напряжения (за полупериод);

$$U_{к\sim} = \frac{\omega_{вх}}{\omega_{вых}} U_{n\sim};$$

$$2B_m = \frac{1}{\omega \omega_{вых} S} \int_0^{\pi} U_{n\sim} d(\omega t) = \frac{U_{n\sim\text{средн}}}{2f \omega_{вых} S}; \quad (227)$$

$2B_m$  — максимально возможное изменение индукции в рабочем полупериоде под действием питающего напряжения.

Изменение индукции в рабочем полупериоде с учетом, что начальное значение ее при  $\omega t = 0$  составляет  $B = B_y$  (см. рис. 116), будет

$$B_s = B_y + \frac{1}{\omega \omega_{вых} S} \int_0^{\Phi_{нас}} U_{n\sim} d(\omega t) = B_y + \frac{U_{др\text{средн}}}{2f \omega_{вых} S}, \quad (228)$$

где  $U_{др\text{средн}}$  — часть напряжения источника питания  $U_{n\sim}$ , расходуемая на перемагничивание сердечника от значения индукции  $B_y$  до величины  $B_s$  и равная среднему значению э. д. с., индуцируемой в обмотке  $\omega_{вых}$ .

В интервале  $0 \leq \omega t \leq \Phi_{нас}$  ток в нагрузке  $i = 0$ . В интервале  $\Phi_{нас} \leq \omega t \leq \pi$  ток определяется как  $i = \frac{U_{n\sim}}{R_n}$ . При этом среднее значение тока нагрузки согласно выражению (184)

$$I_{вых\text{средн}} = \frac{U_{n\sim\text{средн}} - U_{др\text{средн}}}{R_n} = \frac{U_{n\sim\text{средн}}}{R_n} \left( 1 - \frac{U_{др\text{средн}}}{U_{n\sim\text{средн}}} \right)$$

или, учитывая выражения (227) и (228),

$$I_{\text{вых}_{\text{средн}}} = \frac{U_{n_{\sim \text{средн}}}}{R_H} \left( 1 - \frac{B_s - B_y}{2B_m} \right). \quad (229)$$

Подставляя значение  $B_y$  из выражения (226), окончательно получим

$$I_{\text{вых}_{\text{средн}}} = \frac{U_{\text{вх}_{\text{средн}}}}{R_H} \cdot \frac{\omega_{\text{вых}}}{\omega_{\text{вх}}}$$

или

$$U_{\text{вых}_{\text{средн}}} = \frac{\omega_{\text{вых}}}{\omega_{\text{вх}}} U_{\text{вх}_{\text{средн}}}, \quad (230)$$

т. е. статическая характеристика быстродействующего усилителя (см. рис. 115, б) при принятых допущениях линейна (рис. 117, а).

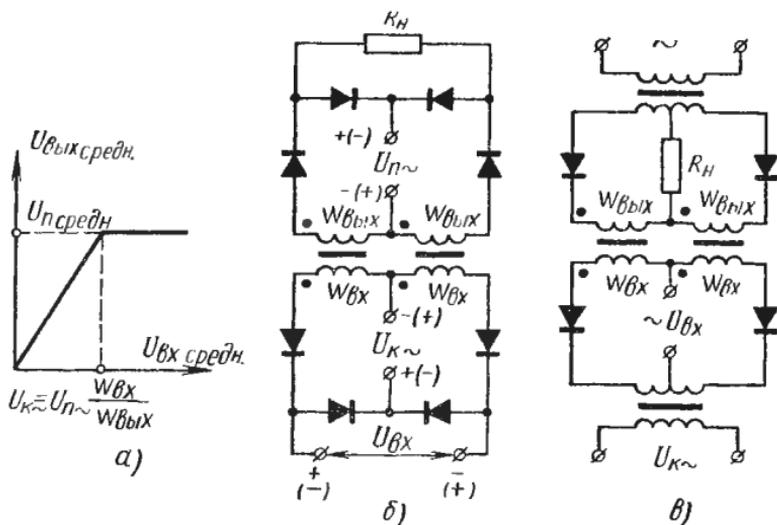


Рис. 117. Быстродействующие магнитные усилители:

а — статическая характеристика для схемы, приведенной на рис. 115, б;  
б — неревверсивная схема; в — реверсивная схема

Как следует из выражения (230), одна из особенностей рассмотренной схемы быстродействующего усилителя заключается в том, что усиление по напряжению можно получить только при условии, что  $\omega_{\text{вх}} < \omega_{\text{вых}}$ .

На рис. 117, б приведена схема двухполупериодного быстродействующего усилителя, свободная от каких-либо ограничений в выборе числа витков входных обмоток.

Во входной цепи включены четыре диода, поочередно подключающие напряжение сигнала  $U_{\text{вх}}$  к входным обмоткам того сердечника, который находится в управляющем полупериоде.

Одновременно запирается диод, включенный последовательно с входной обмоткой другого сердечника. Это устраняет всякое

влияние процессов, происходящих в цепи нагрузки, на условия перемагничивания «управляемого» сердечника. Переключение диодов осуществляется переменным напряжением  $U_{к\sim}$ , которое выполняет функции напряжения смещения.

Величина напряжения смещения, как и в схеме, изображенной на рис. 115, а, определяет положение статической характеристики относительно оси ординат.

В управляющем полупериоде к входной обмотке  $w_{ax}$  приложено напряжение, равное  $U_{n\sim} \frac{\omega_{вх}}{\omega_{вых}} = U_{ax}$ . При малом входном сопротивлении также справедливо уравнение статической характеристики (230).

Схемы с диодным разделением управляющих и рабочих полупериодов (рис. 115, б, 117, б) принято называть усилителями с самонасыщением.

Они отличаются от магнитных усилителей с внешней обратной связью меньшим числом обмоток и меньшими потерями в активном сопротивлении обмоток. Поэтому в подавляющем большинстве случаев современные магнитные усилители, в том числе и с выходом на переменном токе, выполняют по схеме с диодным разделением управляющего и рабочего полупериодов.

При одинаковом числе витков входных обмоток быстродействующие и обычные усилители имеют примерно одинаковое усиление по току.

Существенное снижение инерционности быстродействующих усилителей по сравнению с обычными достигается за счет существенного снижения коэффициентов усиления по напряжению и мощности, а также соответствующего повышения мощности источника входного сигнала по сравнению с входной мощностью обычных усилителей.

Поэтому приведенные схемы (рис. 115, б, 117, б) быстродействующих усилителей менее пригодны для маломощных усилителей, чем обычные схемы. Кроме того, они предъявляют более жесткие требования к прямоугольности петли гистерезиса.

### 13. РЕВЕРСИВНЫЕ МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

В системах автоматического регулирования чаще используются реверсивные (двухтактные) магнитные усилители, у которых при нулевом входном токе выходной ток также равен нулю, а изменение полярности входного тока сопровождается изменением на  $180^\circ$  (опрокидыванием) фазы выходного тока.

Рассмотрим различные варианты реверсивных конструктивных схем магнитных усилителей.

На рис. 118 представлена схема дифференциального магнитного усилителя, которая получена путем встречного включения двух нереверсивных усилителей с обмотками смещения, под-

соединенными так, что если в одной паре сердечников складываются управляющий (входной) магнитный поток и поток смещения, то в другой паре эти потоки вычитаются.

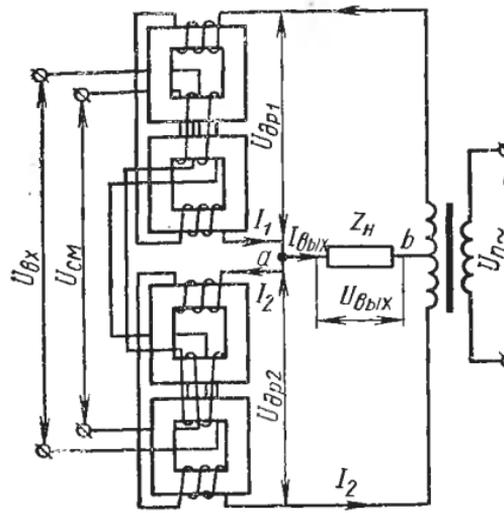


Рис. 118. Дифференциальный магнитный усилитель

Схема мостового магнитного усилителя приведена на рис. 119. Все плечи моста являются активными, причем выходные обмотки

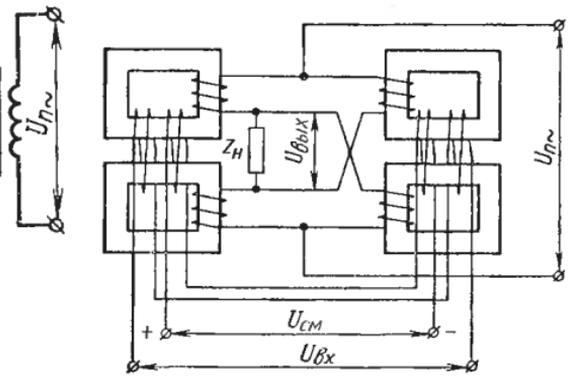


Рис. 119. Мостовой магнитный усилитель

парных сердечников включены в противоположные плечи. Схема не требует двух находящихся в противофазе питающих напряжений и поэтому не нуждается в трансформаторе. Но это преимущество можно использовать, разумеется, лишь в том случае, когда величина питающего переменного напряжения достаточна для получения требуемого значения выходного напряжения.

Если требуемое выходное напряжение значительно превышает напряжение источника питания, применяются трансформаторные магнитные усилители (рис. 120). Эти усилители успешно применяются не только для усиления мощности, но и для усиления напряжения (в режиме, близком к холостому ходу), причем коэффициент усиления по напряжению часто имеет порядок нескольких тысяч.

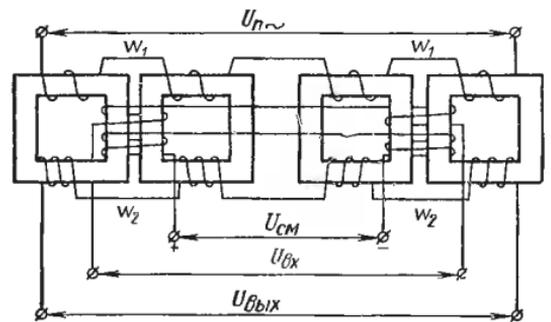


Рис. 120. Реверсивный трансформаторный магнитный усилитель

Трансформаторные реверсивные (двухтактные) усилители состоят из двух пар трансформаторов (а не дросселей) насыщения. Их устройство отличается тем, что напряжение источника питания  $U_{н\sim}$  подается непосредственно на специальные (первичные)

обмотки  $\omega_1$ , а на нагрузку подается питание от вторичных обмоток  $\omega_2$ , которые включены так, что их э. д. с. взаимно уничтожаются и выходное напряжение равно нулю. При появлении входного тока взаимная индуктивность первичной и вторичной обмоток одного трансформатора увеличивается, а другого уменьшается. В результате на выходе появляется напряжение, величина которого зависит от величины входного тока, а фаза при изменении полярности входного тока меняется на  $180^\circ$ .

Двухтактные усилители с выходом на переменном токе часто выполняются путем включения двух одинаковых одноктактных усилителей с самонасыщением по дифференциальной схеме (рис. 117, в) аналогично схеме, приведенной на рис. 118, для усилителей без самонасыщения.

#### 14. РАСЧЕТ СТАТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК РЕВЕРСИВНЫХ СХЕМ

Реверсивные схемы магнитных усилителей (например, на рис. 118) относятся к частному случаю нелинейных дифференциальных схем переменного тока с активными и реактивными резисторами, расчет которых в общем случае связан со значительными трудностями. Все высказанные при расчете соображения и полученные результаты нужно рассматривать как общие для элементов, имеющих дифференциальные конструктивные схемы переменного тока с активными и реактивными управляющими устройствами.

Расчет статической характеристики  $I_{вых} = f(I_{вх})$  не может, разумеется, сводиться к алгебраическому вычитанию токов  $I_1$  и  $I_2$ . Прежде всего  $I_1$  и  $I_2$  — это не токи отдельно рассматриваемых верхнего и нижнего нереверсивных усилителей, а взаимно связанные контурные токи схемы (рис. 118). Кроме того, эти токи сдвинуты относительно друг друга по фазе.

Графо-аналитическое решение этой задачи в общем случае, как и почти всегда при схемах усложненной конфигурации, становится весьма громоздким и трудоемким. Лишь для магнитных усилителей напряжения, когда входной сигнал должен быть усилен только по напряжению, а выходная мощность при этом может быть весьма малой, расчет реверсивных схем становится простым.

Полагая полное сопротивление нагрузки  $Z_n$  значительно больше статического [см. выражение (187)] индуктивного сопротивления выходных обмоток дросселей на всех режимах работы

$$Z_n \gg X_n,$$

можно считать, что усилитель напряжения работает на холостом ходу. Кроме того, будем полагать, что активное сопротивление выходных обмоток значительно меньше их индуктивного сопро-

тивления. Напоминание в связи с этим, что для определения параметров усилителя как звена системы автоматического регулирования прежде всего требуется знать его коэффициент усиления по напряжению для относительно малых сигналов.

Обращаясь к схеме, изображенной на рис. 118, а, нетрудно видеть, что интересующее нас напряжение  $U_{вых}$  определяется разностью потенциалов точек  $a$  и  $b$ . Потенциал точки  $b$  (средняя точка вторичной обмотки питающего трансформатора) остается неизменным. Потенциал же точки  $a$  изменяется с изменением входного сигнала. При сделанных допущениях

$$I_{вых} \approx 0, \quad I_1 \approx I_2$$

и потенциал точки  $a$  легко может быть найден как потенциал точки соединения двух нелинейных чисто реактивных сопротивлений, включенных последовательно. Этими сопротивлениями являются, очевидно, две пары дросселей, входящих в схему.

На рис. 121 схематично изображены два одинаковых семейства вольт-амперных характеристик, найденные способом, указанным в п. 8 настоящей главы. При отсутствии входного сигнала подмагничивание создается только током смещения, одинаковым для верхней и нижней пары дросселей, потому что их индуктивное сопротивление одинаково и потенциал точки  $b$  определяется ординатой  $b_0$  и в точности равен потенциалу точки  $a$ ; выходное напряжение при этом равно нулю.

Допустим, что эквивалентная величина подмагничивающего тока смещения

$$I_{см} = I'_{вх2} = I''_{вх2}.$$

Если при этом на вход подается сигнал  $U_{вх1}$ , появление которого сопровождается уменьшением эквивалентной величины подмагничивающего тока одной пары дросселей до значения

$$I'_{вх1} = I'_{вх2} - \frac{\omega_{вх}}{\omega_{см}} \cdot \frac{U_{вх1}}{r_{вх}}$$

и увеличением подмагничивающего тока другой пары до значения

$$I''_{вх3} = I'_{вх2} + \frac{\omega_{вх}}{\omega_{см}} \cdot \frac{U_{вх1}}{r_{вх}},$$

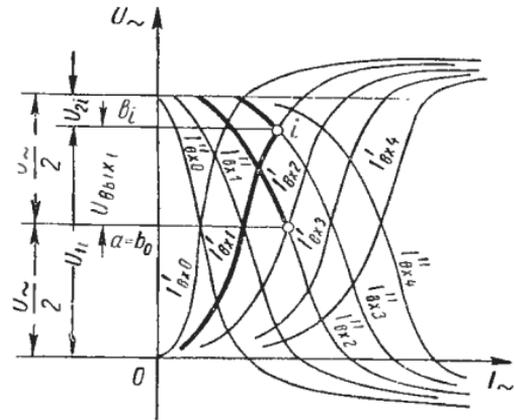


Рис. 121. Построение статической характеристики магнитного усилителя напряжения

то семейства вольт-амперных характеристик будут уже пересекаться в точке  $i$ . Это соответствует увеличению падения напряжения на первой паре дросселей и уменьшению — на второй. Потенциал точки  $b$  при этом равен  $b_i$ , а величина выходного напряжения определится длиной отрезка  $ab_i$ :

$$U_{\text{вых}} = \bar{a}b_i.$$

При изменении полярности входного сигнала изменится и направление отрезка  $\bar{a}b_i$ , что означает опрокидывание фазы выходного напряжения.

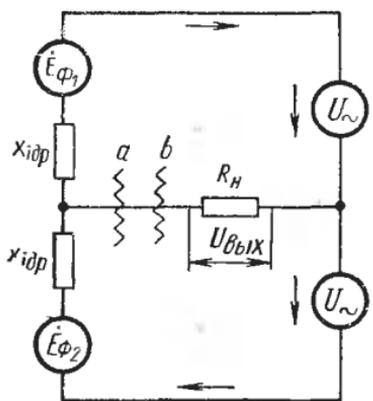


Рис. 122. Схема замещения цепи нагрузки схемы, приведенной на рис. 118

Этот же прием пригоден и для построения статической характеристики мостовой схемы (см. рис. 119). Необходимо лишь помнить, что коэффициент усиления мостовой схемы будет вдвое выше коэффициента усиления дифференциальной схемы (см. рис. 118), так как потенциал точки  $a$  в мостовой схеме не будет постоянным, а будет отклоняться в сторону от значения  $\frac{U''}{2}$ ,

противоположную по сравнению с потенциалом точки  $b$ . Максимальная величина выходного напряжения для мостовой схемы приближается к значению  $U''$ , для дифференциальной

схемы — к значению  $\frac{U''}{2}$ .

Перейдем к аналитическому методу расчета статической характеристики схемы (см. рис. 118), пользуясь аппроксимацией вида (185) и ограничиваясь случаем чисто активной нагрузки.

Заметим, что используемый здесь метод спрямления вольт-амперных характеристик дросселей, как и метод спрямления анодных характеристик в электронике (см. гл. IX), является одним из частных случаев применения к расчету нелинейных цепей принципа компенсации, который сводится к замене нелинейного сопротивления комбинацией линейных сопротивлений и источников э. д. с. (или источников тока), что позволяет применять при этом виде аппроксимации принцип наложения.

Следовательно, для расчета анализируемой схемы усилителя можно воспользоваться схемой замещения (рис. 122). Напряжения  $U_{\sim}$  представляют собой реальные напряжения половин обмоток питающего трансформатора, а  $\dot{E}_{\phi 1}$  и  $\dot{E}_{\phi 2}$  — фиктивные (имеющие только расчетный смысл) э. д. с., которые вводятся в результате принятой аппроксимации вольт-амперных характеристик дросселя.

Действительно, выражение (185) может быть представлено в виде

$$U_{\partial p} = X_{i \partial p} I_{\partial p} - E_{\phi},$$

где

$$E_{\phi} = X_{i \partial p} (I_0 + K |I_{ex}|),$$

или, учитывая фазовый сдвиг на угол  $\frac{\pi}{2}$  между падением напряжения на дросселе и протекающим через него током,

$$\dot{U}_{\partial p} = jX_{i \partial p} \dot{I}_{\partial p} - \dot{E}_{\phi}.$$

Это уравнение показывает, что для соблюдения сдвига на угол  $\frac{\pi}{2}$  фиктивные э. д. с. должны находиться в фазе<sup>1</sup> с падениями напряжения на соответствующих сопротивлениях. Тогда

$$\dot{E}_{\phi} = j \frac{\dot{I}_{\partial p}}{I_{\partial p}} E_{\phi} = j \frac{\dot{I}_{\partial p}}{I_{\partial p}} X_{i \partial p} (I_0 + K |I_{ex}|). \quad (231)$$

Учитывая выражение (192), будем иметь для одной пары дросселей

$$\dot{E}_{\phi 1} = j \frac{\dot{I}_1}{I_1} X_{i \partial p} (I_0 + K |K_{cm} I_{cm} + I_{ex}|), \quad (232)$$

а для другой пары

$$\dot{E}_{\phi 2} = j \frac{\dot{I}_2}{I_2} X_{i \partial p} (I_0 + K |K_{cm} I_{cm} - I_{ex}|). \quad (233)$$

Применим к схеме замещения (см. рис. 122) метод эквивалентного источника.

Разрывая схему в ветви нагрузки (точки разрыва *a* и *b*), согласно второму закону Кирхгофа имеем

$$2U_{\sim} + \dot{E}_{\phi 1} + \dot{E}_{\phi 2} = 2jX_{i \partial p} \dot{I}_{\partial p},$$

где  $\dot{I}_{\partial p}$  — ток, обтекающий оба дросселя ненагруженной схемы.

Тогда напряжение холостого хода

$$\dot{U}_{\text{вх}0} = \dot{U}_{\text{вс}} = U_{\sim} + \dot{E}_{\phi 1} - jX_{i \partial p} \dot{I}_{\partial p},$$

что с учетом предыдущего выражения дает

$$\dot{U}_{\text{вх}0} = \frac{\dot{E}_{\phi 1} - \dot{E}_{\phi 2}}{2}. \quad (234)$$

<sup>1</sup> Это обстоятельство всегда нужно учитывать при расчете подобного рода схем.

На основании выражений (232) и (233) получаем

$$\dot{U}_{\text{вых}0} = \frac{jX_i \partial p}{2} \left( \dot{I}_1 \frac{I_0 + K |K_{cm} I_{cm} + I_{ex}|}{I_1} - \dot{I}_2 \frac{I_0 + K |K_{cm} I_{cm} - I_{ex}|}{I_2} \right). \quad (235)$$

Поскольку

$$\dot{I}_{\text{вых}} = \frac{\dot{U}_{\text{вых}0}}{Z_{ав}},$$

где  $Z_{ав}$  — входное сопротивление схемы замещения (с устраненными источниками э. д. с.) относительно точек разрыва  $a$  и  $b$ , получим

$$\dot{I}_{\text{вых}} = \dot{I}_1 - \dot{I}_2 = \frac{jX_i \partial p \left[ \frac{\dot{I}_1}{I_1} (I_0 + K |K_{cm} I_{cm} + I_{ex}|) - \frac{\dot{I}_2}{I_2} (I_0 + K |K_{cm} I_{cm} - I_{ex}|) \right]}{2R_n + jX_i \partial p}. \quad (236)$$

Это выражение показывает, что применение теоремы эквивалентного генератора в общем случае не приводит к прямому решению, так как необходимо знать величины  $\frac{\dot{I}_1}{I_1}$  и  $\frac{\dot{I}_2}{I_2}$ , определяющие фазовые сдвиги соответствующих токов по отношению к питающему напряжению  $U_{\sim}$ . Для этого необходимо определить токи  $\dot{I}_1$  и  $\dot{I}_2$ .

Воспользовавшись методом контурных токов, составим систему уравнений:

$$U_{\sim} = jX_i \partial p \dot{I}_1 - jX_i \partial p \frac{\dot{I}_1}{I_1} (I_0 + K |K_{cm} I_{cm} + I_{ex}|) + (\dot{I}_1 - \dot{I}_2) R_n; \quad (237)$$

$$U_{\sim} = jX_i \partial p \dot{I}_2 - jX_i \partial p \frac{\dot{I}_2}{I_2} (I_0 + K |K_{cm} I_{cm} - I_{ex}|) - (\dot{I}_1 - \dot{I}_2) R_n. \quad (238)$$

Однако эта система комплексных уравнений приводит к алгебраическим уравнениям высоких степеней, и искомая зависимость  $I_{\text{вых}} = f(I_{\text{ex}})$  может быть найдена только числовыми методами.

Для частного случая индуктивной нагрузки нужно в выражении (236) заменить  $R_n$  на  $jX_n$ . При этом токи  $I_1$  и  $I_2$  будут находиться в фазе и аналитическое выражение статической характеристики примет весьма простой вид:

$$I_{\text{вых}} = \frac{X_i \partial p [(I_0 + K |K_{cm} I_{cm} + I_{ex}|) - (I_0 + K |K_{cm} I_{cm} - I_{ex}|)]}{2X_n + X_i \partial p}$$

или

$$I_{\text{вых}} = \frac{2X_i \partial p K}{2X_n + X_i \partial p} I_{\text{ex}}, \quad (239)$$

где передаточный коэффициент реверсивного усилителя с индуктивной нагрузкой

$$K_I = \frac{2X_i \partial p K}{2X_H + X_i \partial p}. \quad (240)$$

Нетрудно видеть, что для идеализированного усилителя с учетом условия (204) будем иметь

$$K_I = 2K. \quad (241)$$

Отмеченные трудности расчета статических характеристик очень часто заставляют в более общем случае нагрузки прибегать к упрощенным приемам.

Одним из наиболее распространенных путей является предположение о том, что выбрано соотношение

$$K_{см} I_{см} = I_{ex_{\max}},$$

и при максимальном сигнале результирующее подмагничивание одной из пар дросселей и выходной ток этой пары равны нулю. Выходной ток схемы (см. рис. 118) в этом режиме полностью определяется током другой пары дросселей.

На основании этого максимальный выходной ток реверсивной схемы находится как выходной ток нереверсивного усилителя, представляющего собой половину схемы, изображенной на рис. 118. Режим максимального сигнала определяет только одну точку статической характеристики усилителя, которая полагается линейной и полностью определяется этой точкой (другой точкой характеристики является начало координат).

Подобная линеаризация относится к линеаризации с помощью секущей (см. п. 2, гл. II) и оправдана при значительной интенсивности входного сигнала. Однако наиболее часто требуется знать параметры элементов регулятора при малых сигналах, и тогда целесообразнее обратиться к выражению (236). Для малых сигналов взаимный фазовый сдвиг токов  $I_1$  и  $I_2$  будет небольшим, что дает возможность представить выражение (236) в виде

$$I_{вых} \simeq \frac{jX_i \partial p 2KI_{вх}}{2R_H + jX_i \partial p} e^{-i\varphi},$$

где  $\varphi$  — угол сдвига фаз токов  $I_1$  и  $I_2$  относительно напряжения питания  $U_{\sim}$ .

Выражение для модуля выходного тока получим в виде

$$I_{вых} \approx \frac{2X_i \partial p K I_{вх}}{\sqrt{4R_H^2 + X_i^2 \partial p^2}}$$

или

$$I_{вых} = \frac{X_i \partial p K}{\sqrt{R_H^2 + \left(\frac{X_i \partial p}{2}\right)^2}} I_{вх}, \quad (242)$$

что может быть представлено в виде

$$I_{вых} \approx y'_i M', \quad (243)$$

где  $y'_i = \frac{1}{Z_i}$  — входная дифференциальная проводимость схемы (см. схему замещения на рис. 122) относительно точек разрыва в ветви нагрузки;

$M' = X_{i \partial p} K I_{вх}$  — величина подобно выражению (200), характеризующая параметры дросселей и интенсивность входного сигнала.

Заметим, что к общему виду выражения (243) сводится и выражение (239).

## 15. ВЫБОР РАЗМЕРОВ ДРОССЕЛЕЙ

Оценить степень использования материала в рассчитанной конструкции можно по взаимному расположению кривых намагничивания и эллипса. Как уже указывалось, полуосям эллипса соответствуют условные значения индукции  $B_{\sim \max}$  и напряженности поля  $H_{\sim \text{кз}}$ . О достаточно полном использовании ферромагнетика говорит высокое значение индукции при нулевом сигнале и низкое ее значение при максимальном сигнале. О степени использования меди выходных обмоток можно судить по величине напряженности поля в режиме максимального сигнала, поскольку удельная н. с. характеризует плотность тока.

Например, если имеется несколько вариантов конструкции с приблизительно одинаковым значением напряженности поля при максимальном сигнале, а их эллипсы соответствуют кривым 1, 2 и 3 (рис. 123), то на основании сказанного наиболее полное использование материала имеет место у варианта 1.

Добиться улучшения использования материала можно изменением конструкции (число витков, сечение магнитопровода и пр.), а также применением согласующих трансформаторов, которые изменяют напряжение питания цепи нагрузки для лучшего согласования сопротивления дросселей и нагрузки<sup>1</sup>.

Вопрос полного использования материалов не всегда является доминирующим. Не говоря уже о специальных требованиях (сохранение нужных пределов линейности характеристики при изменении эксплуатационных условий, формы кривой тока нагрузки и т. п.), очень часто, особенно на повышенных частотах, соответствующих бортовым источникам переменного тока, оптимальное решение с этой точки зрения приводит к слишком боль-

<sup>1</sup> Наибольшая мощность в нагрузке для данного дросселя, очевидно, будет выделяться при полном его размагничивании и соотношении  $r_{\partial p} = R_n$ , при этом к. п. д. цепи переменного тока без учета потерь в стали составит 50%. Относительное увеличение  $R_n$  будет сопровождаться увеличением к. п. д., но снижением выходной мощности за счет уменьшения выходного тока.

шим значениями индукции и оказывается в противоречии с допустимыми величинами нагрева, а потому не может быть реализовано. Величины перегрева могут оказаться недопустимыми как с точки зрения надежности изоляции, так и с точки зрения стабильности характеристик (см. гл. XV).

Перегрев магнитного усилителя должен быть проверен для двух крайних режимов — для минимального сигнала (максимальная индукция) и для максимального сигнала (максимальные токи в обмотках). При этом можно пользоваться выражением (68), учитывая, однако, что в магнитном усилителе выделение тепла происходит не только в обмотках, но и в стали магнитопровода. Уравнение теплового баланса в данном случае будет иметь вид

$$\sum_{k=1}^n P_k r + P_{\text{ст}} = \eta S \Theta, \quad (244)$$

где  $\sum_{k=1}^n$  — сумма мощностей, выделяемых во всех  $n$  обмотках магнитного усилителя в данном режиме;

$P_{\text{ст}}$  — мощность потерь на вихревые токи и на перемагничивание в магнитопроводе в том же режиме;

$S$  — общая площадь поверхности охлаждения магнитного усилителя.

В тех случаях, когда конструктивные параметры не заданы, а их требуется определить по заданной характеристике, мощности нагрузки и т. п., процесс проектирования сводится к ряду расчетов с соответствующими корректировками.

В первом приближении для определения требуемого объема сердечника по заданной мощности активной нагрузки при максимальном сигнале  $P_{\text{max}}$ , исходя из полного использования материала, можно задаться величинами  $B_{\sim c}$  и  $H_{\sim \text{кз}}$ . Тогда с помощью выражения (175), которое напомним для нулевого входного сигнала, полагая приближенно  $B_{\sim c} = B_{\sim 0}$ , получим

$$U_{n\sim} = 2k_1 f \omega_{\text{вых}} B_{\sim c} S.$$

Из выражения (176), которое напомним для максимального входного сигнала, полагая приближенно  $I_{\text{кз}} \approx I_{\text{вых max}}$ , найдем

$$I_{\text{кз}} = \frac{k_2 H_{\sim \text{кз}} l}{\omega_{\text{вых}}}.$$

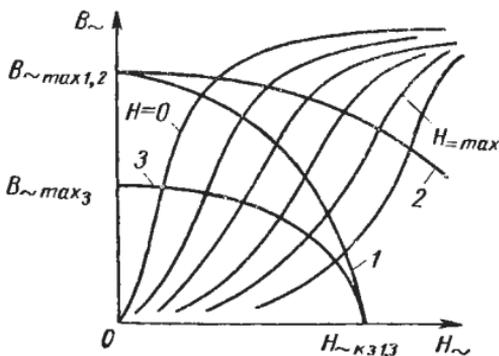


Рис. 123. Варианты использования ферромагнетика дросселя:

1 — наилучший вариант; 2 — недостаточное размагничивание при максимальном сигнале; 3 — низкое значение индукции при нулевом сигнале

Отсюда

$$Sl = \frac{U_{n \sim I_{кз}}}{2k_1 k_2 f B_{\sim c} H_{\sim кз}},$$

где  $Sl = V$  — активный объем сердечника одного дросселя схемы, приведенной на рис. 101, а.

Пренебрегая активным сопротивлением выходных обмоток при полном использовании материала, приближенно можно считать

$$I_{кз} \approx \frac{U_{n \sim}}{R_H},$$

откуда активный объем одного сердечника

$$V = \frac{I_{\text{вых max}}^2 R_H}{2k_1 k_2 f B_{\sim c} H_{\sim кз}} = \frac{P_{H \text{ max}}}{2k_1 k_2 f B_{\sim c} H_{\sim кз}}, \quad (245)$$

т. е. при заданной степени использования материала объем сердечника прямо пропорционален мощности нагрузки и обратно пропорционален частоте источника питания. С уменьшением степени использования материала объем увеличивается. Практически использование материала бывает далеко неполным и, кроме того, необходимо учитывать коэффициент заполнения сердечника ферромагнетиком. Поэтому конструктивный объем дросселя рекомендуется брать приблизительно в 1,5 раза больше объема, полученного по выражению (245).

При определении объема сердечников реверсивных схем, например схемы изображенной на рис. 118, нужно иметь в виду, что другая пара дросселей, которая при максимальном сигнале не пропускает тока, находится под воздействием напряжения, вдвое превышающего максимальное значение выходного напряжения. В соответствии с этим требуемый объем каждого сердечника должен вдвое превышать величину, определяемую выражением (245).

Уточненные выражения для определения требуемого объема сердечника при учете неполного использования материала и реактивного характера нагрузки, а также аналитические приемы по выбору оптимальных с точки зрения минимума объема (но без учета нагрева стали) значений индукции приведены в работах М. А. Розенблата и др.

## 16. ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ УСИЛИТЕЛИ И ИХ РАСЧЕТ

Нелинейные диэлектрики, диэлектрическая проницаемость которых значительно меняется при изменении напряженности электрического поля, могут быть использованы в качестве управляющих устройств для построения диэлектрических усилителей по принципу, сходному с принципом построения магнитных усилителей.

Простейшая нерезервная схема диэлектрического усилителя приведена на рис. 124.

Управляющим устройством является конденсатор с нелинейным диэлектриком<sup>1</sup>  $C = f(U)$ , который включен последовательно с нагрузкой, дополнительным конденсатором  $C_{дон}$  и источником переменного напряжения  $U_{п\sim}$ . Одновременно к обкладкам нелинейного конденсатора подводится напряжение  $U_{вх}$ , частота которого, как и для магнитного усилителя, должна быть значительно меньше частоты источника питания цепи нагрузки.

Тогда при изменении величины входного напряжения будет меняться и суммарная напряженность электрического поля конденсатора, а следовательно, диэлектрическая проницаемость и емкость. Изменение емкости конденсатора вызовет изменение тока в цепи нагрузки и падение напряжения на ней, т. е. выходного напряжения  $U_{вых}$ . Дроссель, как и у магнитного усилителя, предназначен для ограничения во входной цепи токов, поступающих из цепи нагрузки. Поскольку входная и выходная цепи

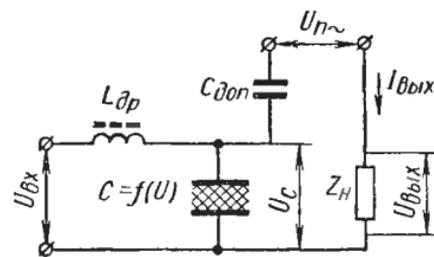


Рис. 124. Простейший диэлектрический усилитель

связаны гальванически, для ограничения токов в цепи нагрузки, поступающих из входной цепи, применен конденсатор  $C_{дон}$ .

Диэлектрические усилители даже на частотах порядка 1000 гц, как правило, работают при меньших токах и больших напряжениях, чем магнитные усилители; температурная стабильность их невысока, что практически требует термостатирования.

Реверсивные схемы диэлектрических усилителей (рис. 125) в отличие от магнитных сохраняют дроссели во входной цепи. Иногда вместо дросселей применяют активные сопротивления большой величины, но и в этом случае инерционность усилителей остается высокой. Следует также иметь в виду, что диэлектрические усилители практически могут выполнять только функции усилителей мощности, но не усилителей напряжения (см. рис. 124).

Сходство принципов действия делает возможным перенесение рассмотренных выше методов расчета магнитных усилителей на диэлектрические усилители.

Для расчета статической характеристики диэлектрического усилителя  $U_{вых} = f(U_{вх})$  требуется совместное решение уравнений, описывающих явления как в электрической цепи, так и в нелинейном диэлектрике, поскольку реактивное сопротивление конденсатора определяется состоянием диэлектрика.

<sup>1</sup> В качестве диэлектриков используются сегнето-керамические диэлектрики (вариконды).

Уравнение электрической цепи, т. е. уравнение конструктивной схемы элемента, можно составить в аналитической форме, а для характеристики явлений в диэлектрике должно быть использовано семейство кривых одновременного воздействия на диэлектрик переменного и постоянного полей  $D_{\sim} = \varphi(E_{\sim})$  при  $E_{=} = \text{var}$  (рис. 126), т. е. уравнение управляющего устройства, подобно тому, как при расчете магнитных усилителей требуется использовать семейство кривых одновременного намагничивания ферромагнетика  $B_{\sim} = \varphi(H_{\sim})$  при  $H_{=} = \text{var}^*$  (см. рис. 103, а).

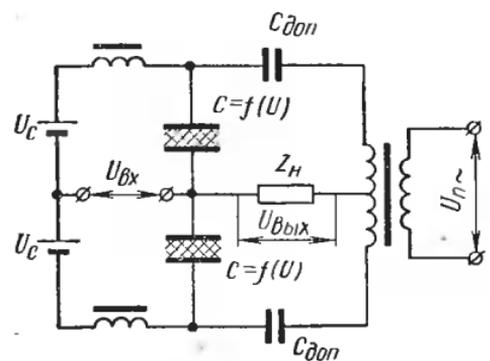


Рис. 125. Дифференциальный диэлектрический усилитель

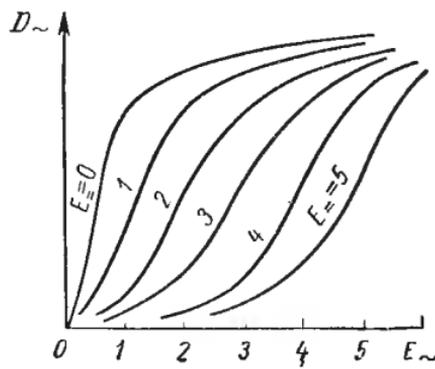


Рис. 126. Семейство кривых одновременного воздействия переменного и постоянного полей на нелинейный диэлектрик

Проиллюстрируем это на примере простейшего нереверсивного усилителя (см. рис. 124), полагая, что величина питающего напряжения  $U_{н\sim}$ , все параметры нелинейного конденсатора  $C$  (материал, размеры и пр.) и нагрузки заданы и расчет носит проверочный характер. Предположим также, что частота источника питания значительно превышает максимальную частоту входного сигнала, поэтому сопротивление дополнительного конденсатора  $C_{дон}$  для выходной цепи в первом приближении может быть принято равным нулю, а для входной цепи — равным бесконечности; сопротивление дросселя  $L_{др}$ , наоборот, для выходной цепи равно бесконечности, а для входной — нулю.

Если пренебрегать сопротивлением утечки конденсатора и диэлектрическими потерями подобно тому, как при расчете магнитных усилителей на этой стадии обычно пренебрегают активным сопротивлением выходных обмоток дросселя, то для перехода от масштаба электрического смещения (электрической индукции)  $D_{\sim}$

\* Замечания, сделанные в п. 7 настоящей главы относительно зависимости кривых одновременного намагничивания от величины нагрузки, схемы усилителя, конструкции дросселя, температуры и т. д., в полной мере должны учитываться и в данном случае.

к масштабу протекающего через конденсатор выходного переменного тока  $I_{вых}$  можно воспользоваться теоремой Гаусса:

$$\oint_s \bar{D} dS = Q, \quad (246)$$

где  $S$  — поверхность;  
 $Q$  — заряд.

Возьмем интеграл по поверхности диэлектрика и половине одной из обкладок конденсатора, что схематически показано пунктиром на рис. 127.

Для обычных источников питания с относительно низкими частотами можно полагать, что поток электрического смещения через наружные стенки диэлектрика и обкладки практически равен нулю (он должен учитываться в той мере и в той форме, в которой учитывается рассеяние в магнитном усилителе). Заряды на границе диэлектрика и верхней обкладки взаимно компенсируются, следовательно, получим

$$D \sim S = Q, \quad (247)$$

где  $S$  — поверхность одной обкладки;  
 $Q$  — величина заряда на одной обкладке.

В соответствии с квазилинейным рассмотрением

$$D \sim = D_{\sim m} \sin \omega t \text{ и}$$

$$i_{вых} = \frac{dQ}{dt} = \frac{d(SD_{\sim m} \sin \omega t)}{dt}, \quad (248)$$

а эффективное значение выходного тока  $I_{вых} = k_1 f D_{\sim m} S$ , где  $k_1$  — коэффициент, значение которого определяется принятой в расчете системой единиц и тем, какие значения величин (амплитудные, действующие или средние) применены. Переход от масштаба напряженности переменного электрического поля к масштабу электрического напряжения также должен быть выполнен с учетом только что отмеченных обстоятельств, это достигается введением коэффициента  $k_2$ :

$$U_c = k_2 \int_0^d \bar{E}_{\sim} dl = k_2 E_{\sim} d, \quad (249)$$

где  $d$  — расстояние между обкладками.

Тем же путем можно перейти и от напряженностей постоянного поля, указанных для каждой из кривых семейства, к входным (управляющим) напряжениям  $U_{вх}$ .

После выполнения этих переходов получаем кривые (рис. 128), которые являются уже семейством вольт-амперных характеристик.

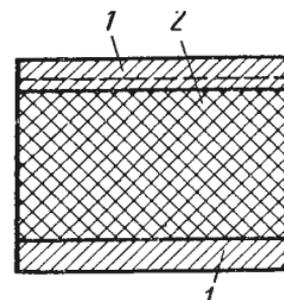


Рис. 127. К выводу соотношения (248):

1 — обкладки конденсатора; 2 — диэлектрик

Эти кривые представляют собой графическое изображение нелинейного уравнения управляющего устройства

$$I_{\text{вых}} = \psi(U_c, U_{\text{вх}}), \quad (250)$$

дающего зависимость между переменными  $I_{\text{вых}}$  и  $U_{\text{вх}}$  через явления в диэлектрике. Вторая независимая переменная  $U_c$  должна быть исключена, для этого необходимо рассмотреть процессы в электрической цепи (в цепи нагрузки).

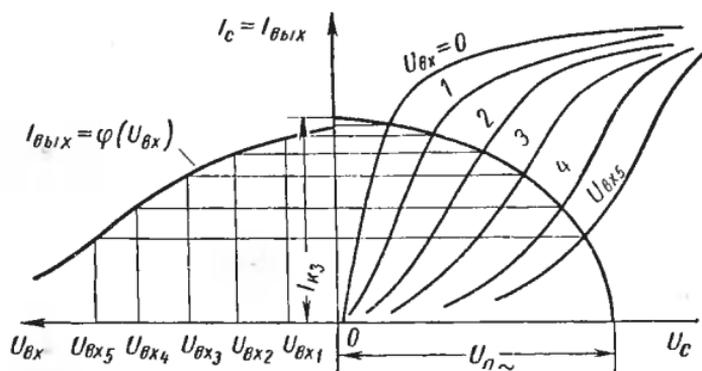


Рис. 128. Построение статической характеристики диэлектрического усилителя

Предположим для простоты, что нагрузка в схеме, изображенной на рис. 124, является чисто активной, т. е.  $Z_H = R_H$ . В квазилинейном предположении для цепи нагрузки этой схемы будет справедливо выражение

$$U_c^2 + I_{\text{вых}}^2 R_H^2 = U_{n\sim}^2, \quad (251)$$

где  $U_{n\sim}^2$  — напряжение источника питания.

Током короткого замыкания  $I_{\text{кз}}$  назовем условное значение выходного тока, которое возникло бы при емкостном сопротивлении нелинейного конденсатора, равном нулю. Тогда

$$I_{\text{кз}} = \frac{U_{n\sim}}{R_H}. \quad (252)$$

Используя значение  $I_{\text{кз}}$ , получим следующее соотношение для переменных  $U_{\text{вых}}$  и  $U_c^*$ :

$$\frac{U_c^2}{U_{n\sim}^2} + \frac{I_{\text{вых}}^2}{I_{\text{кз}}^2} = 1. \quad (253)$$

\* Здесь, как и в выражении (250), под  $U_c$  понимается только реактивная составляющая падения напряжения на конденсаторе.

Система уравнений (250) и (253) решается, как и для магнитных усилителей, графически — путем построения эллипса совместно с кривыми (рис. 128) (в одном масштабе). По точкам пересечения эллипса с кривыми находится зависимость  $I_{вых} = \varphi(U_{вх})$ , а следовательно, и искомая зависимость  $U_{вых} = f(U_{вх})$ , так как

$$U_{вых} = I_{вых} R_H. \quad (254)$$

Если необходимо учесть влияние конденсатора  $C_{дон}$ , то вначале строится эллипс без учета этого фактора, затем из начала координат проводится прямая под углом  $\alpha = \text{arctg} \frac{1}{\omega C_{дон}}$ , а из ординат построенного эллипса вычитаются ординаты этой кривой (см. рис. 104).

Переходя к чисто аналитическим соотношениям, обратим внимание, что вольт-амперные характеристики нелинейного конденсатора (см. рис. 128) могут быть аппроксимированы прямыми линиями, как и вольт-амперные характеристики дросселя.

Приблизительно линейные участки вольт-амперных характеристик (см. рис. 129) могут быть аппроксимированы выражением

$$U_c = U_0 + K |U_{вх}| + I_c X_{ic}, \quad (255)$$

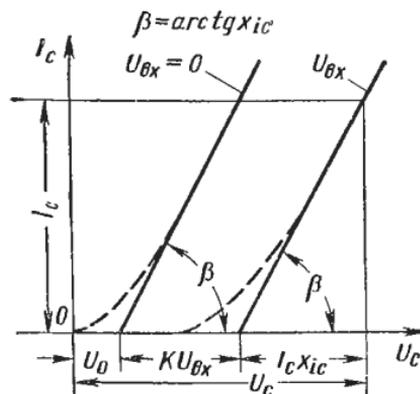


Рис. 129. Спряменение вольт-амперных характеристик нелинейного конденсатора

где  $U_c$  — переменное напряжение на конденсаторе;

$U_{вх}$  — входное (управляющее) напряжение;

$U_0$  — отрезок, который отсекает на оси абсцисс спрямленная характеристика, соответствующая нулевому входному сигналу;

$K$  — дифференциальный коэффициент усиления ненагруженного конденсатора, показывающий, во сколько раз изменение входного напряжения действует сильнее изменений напряжения переменного тока;  $K = \frac{\Delta U_c}{\Delta U_{вх}}$  (при  $I_c = \text{const}$ );

$X_{ic}$  — внутреннее дифференциальное сопротивление конденсатора, равное отношению изменения падения напряжения на конденсаторе к изменению тока через конденсатор при неизменном входном напряжении и носящее реактивный (емкостный) характер;  $X_{ic} = \text{ctg} \beta = \frac{\Delta U_c}{\Delta I_c}$  (при  $U_{вх} = \text{const}$ ).

В выражении (255) значение  $U_{\text{вх}}$  берется по модулю, так как эффект воздействия на конденсатор не зависит от полярности входного напряжения.

Имея в виду рассмотренный выше случай чисто активной нагрузки (см. рис. 128), представим выражение (251) в виде

$$U_c^2 + U_{\text{вых}}^2 = U_{n\sim}^2,$$

откуда, учитывая выражение (254) и (255), получим выражение статической характеристики диэлектрического усилителя

$$U_{\text{вых}} = R_n \frac{-X_{ic}(U_0 + K|U_{\text{вх}}|) + \sqrt{(R_n^2 + X_{ic}^2)U_{n\sim}^2 - R_n^2(U_0 + K|U_{\text{вх}}|)^2}}{R_n^2 + X_{ic}^2}. \quad (256)$$

При наличии во входной цепи источника смещения  $U_{\text{см}}$  в выражение (256) вместо  $|U_{\text{вх}}|$  следует подставлять значение  $|U_{\text{см}} \pm \pm U_{\text{вх}}|$ , а для более общего случая нагрузки  $Z_n = R_n + jX_n$  вместо выражения (256) будем иметь

$$U_{\text{вых}} = \sqrt{R_n^2 + X_n^2} \times \\ \times \frac{(X_n - X_{ic})(U_0 + K|U_{\text{вх}}|) + \sqrt{[R_n^2 + (X_n - X_{ic})^2]U_{n\sim}^2 - R_n^2(U_0 + K|U_{\text{вх}}|)^2}}{R_n^2 + (X_n - X_{ic})^2}, \quad (257)$$

где  $X_n$  берется, как это принято в электротехнике, со знаком плюс при индуктивной нагрузке и со знаком минус — при емкостной нагрузке.

Нетрудно убедиться, что два последних выражения полностью соответствуют обобщенной формуле (196) с той лишь разницей, что в данном случае величина  $M$  в отличие от магнитных усилителей определяется выражением

$$M = U_0 + K|U_{\text{см}} \pm U_{\text{вх}}|. \quad (258)$$

## 17. ЭЛЕКТРОМАШИННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Обычный генератор постоянного тока с независимым возбуждением является простейшим электромашинным усилителем (ЭМУ), поскольку мощность возбуждения составляет всего несколько процентов от выходной мощности машины. Усиление мощности при этом происходит за счет энергии, передаваемой в механической форме генератору через вал от первичного приводного двигателя.

Имеются две специальные конструкции электромашинных усилителей. В электромашинном усилителе с самовозбуждением

(рис. 130, а) повышение коэффициента усиления достигается добавлением обычной обмотки параллельного возбуждения  $\omega_{oc}$ , которая в данном случае должна рассматриваться как обмотка положительной обратной связи по напряжению. В более распространенных усилителях с поперечным полем (рис. 130, б) для повышения коэффициента усиления усилитель выполняется двухкаскадным, для этого применяется дополнительная пара щеток и используется поперечный поток реакции якоря.

Коэффициент усиления мощности электромашинных усилителей имеет порядок  $10^3$ — $10^4$ . Электромашинные усилители являются реверсивными элементами, так как изменение направления магнитного потока входной обмотки сопровождается изменением знака выходного напряжения.

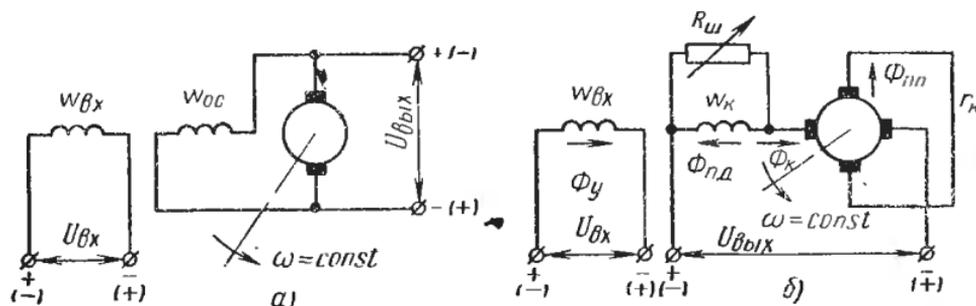


Рис. 130. Электромашинные усилители:

а — самовозбужденным; б — с поперечным полем

Электромашинный усилитель с поперечным полем вращается в определенном направлении и с неизменной скоростью  $\omega = \text{const}$ . Под действием входного напряжения  $U_{vx}$  входная обмотка  $W_{vx}$  создает управляющий магнитный поток  $\Phi_y$ , благодаря чему во вращающемся якоре наводится э. д. с.  $E_k$ .

В точках, где э. д. с.  $E_k$  имеет максимальное значение, установлены дополнительные щетки, которые замкнуты накоротко. Благодаря малому сопротивлению замкнутых контуров в нем при малой э. д. с. возникает значительный ток  $I_k$  и соответствующий ему поперечный магнитный поток реакции якоря  $\Phi_{nn}$ , направление которого перпендикулярно направлению потока  $\Phi_y$  и совпадает с осью поперечных замкнутых щеток. Вращение якоря в поле  $\Phi_{nn}$  сопровождается наведением э. д. с.  $U_{vnx}$ , которая снимается другой парой щеток, расположенной перпендикулярно к замкнутым, и подается в нагрузку.

Нагрузочный ток  $I_{vnx}$  создает поток реакции якоря  $\Phi_{nd}$ , направленный вдоль оси продольных щеток навстречу управляющему магнитному потоку  $\Phi_y$ , в результате этого последний может быть резко ослаблен. Это явление можно рассматривать как внутреннюю отрицательную обратную связь, присущую самому устройству усилителя рассматриваемого типа. Для умень-

шения этого потока реакции якоря  $\Phi_{нд}$  последовательно в выходной цепи включают компенсационную обмотку  $\omega_k$ . Если она создает поток  $\Phi_k$ , полностью компенсирующий поток реакции якоря  $\Phi_{нд}$ , то значение  $U_{вых}$  не будет зависеть от величины нагрузки. Для регулировки степени компенсации обмотку  $\omega_k$  шунтируют регулируемым резистором  $R_{ш}$ .

Электромашинные усилители обычно используются в качестве последнего каскада усиления системы автоматического регулирования и осуществляют непосредственное питание якоря исполнительного электродвигателя постоянного тока с независимым возбуждением (см. рис. 91). Их выходная мощность лишь незначи-

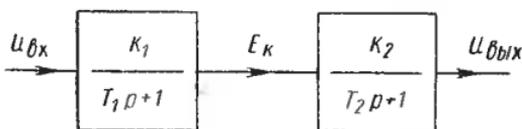


Рис. 131. Замещение электромашинного усилителя с поперечным полем детектирующими звеньями

чительно превышает мощность исполнительных двигателей, которая имеет величину от десятых долей до десятков киловатт. Поэтому поток продольной реакции якоря всегда проявляется и должен быть скомпенсирован или значительно ослаблен. Это достигается введением компенсационной обмотки, которая должна рассматриваться как обмотка положительной обратной связи по току. Если полагать поток продольной реакции полностью скомпенсированным, то в первом приближении электромашинный усилитель рассматривают как двухкаскадный усилитель, каждый из каскадов которого может быть замещен апериодическим звеном (рис. 131).

Входной величиной первого каскада является входное напряжение  $U_{вх}$ , а выходной — э. д. с. в короткозамкнутой цепи якоря  $E_k$ .

Передаточная функция этого звена имеет вид

$$W_1(p) = \frac{K_1}{T_1 p + 1},$$

где  $K_1 = \left( \frac{E_k}{U_{вх}} \right)_y$  — коэффициент усиления напряжения, равный отношению указанных величин в установившемся режиме;

$T_1 = \frac{L_{вх}}{R_{вх}}$  — постоянная времени цепи входной обмотки.

Для второго каскада входной величиной является э. д. с.  $E_k$ , а выходной — напряжение  $U_{вых}$ . Передаточная функция соответствующего звена будет

$$W_2(p) = \frac{K_2}{T_2 p + 1},$$

где

$$K_2 = \left( \frac{U_{\text{внЛ}}}{E_K} \right)_y;$$

$T_2 = \frac{L_K}{r_K}$  — постоянная времени короткозамкнутой цепи.

Передаточная функция электромашинного усилителя в целом в соответствии с выражением (16) будет

$$W(p) = W_1(p) W_2(p) = \frac{K}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)}, \quad (259)$$

где

$$K = K_1 K_2.$$

Постоянные времени электромашинных усилителей, применяемых на летательных аппаратах, имеют порядок сотых долей секунды.

Электромашинные усилители находят широкое применение. Усилитель может иметь несколько входных обмоток, что удобно для суммирования сигналов. Однако электромашинные усилители могут применяться только в последних каскадах усиления, так как значительный уровень собственных помех повышает порог чувствительности, вследствие чего входные обмотки имеют мощности не менее десятых долей ватта.

Очевидным эксплуатационным недостатком электромашинных усилителей, усложняющим обслуживание, является наличие вращающихся частей и особенно коллектора. Кроме того, резкое изменение сопротивления короткозамкнутой цепи при искрении щеток на больших высотах приводит к внезапным колебаниям коэффициента усиления, что отрицательно сказывается на качестве работы системы автоматического регулирования. Поэтому в некоторых случаях применяют даже однокаскадные электромашинные усилители.

Следует помнить также, что коэффициент усиления напряжения усилителя с поперечным полем зависит от квадрата скорости вращения вала. Коэффициент усиления значительно зависит и от температуры, так как при этом происходит изменение сопротивления обмоток.

# ЭЛЕКТРОННЫЕ, ИОННЫЕ И ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ

## 1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

К электронным, ионным и полупроводниковым преобразователям электрической энергии относятся элементы, в которых используются двух-, трех- или многоэлектродные лампы (вакуумные или наполненные газами или ртутными парами), либо полупроводниковые приборы, величина активного сопротивления которых зависит от интенсивности и полярности электрического поля. Функциональные задачи, выполняемые электронными, ионными и полупроводниковыми элементами, очень разнообразны.

В системах автоматического регулирования они наиболее часто используются в качестве усилителей электрических сигналов. Сигнал усиливается по напряжению или мощности либо по напряжению и мощности одновременно. При этом иногда одновременно с усилением сигнала происходит преобразование переменного тока в постоянный или наоборот.

В автоматических устройствах находят применение самые различные виды подобных усилителей. Однако наибольшее распространение имеют следующие усилители:

1. Усилители постоянного тока, усиливающие переменные напряжения от сколь угодно низких частот до частот в несколько герц или (в пределах) нескольких десятков герц. К числу ранее рассмотренных усилителей этого типа относятся электромашинные усилители и линеаризованные электромеханические релейные усилители.

2. Апериодические усилители переменного тока низкой частоты, усиливающие модулированные медленно меняющимся сигналом переменные напряжения частотой от нескольких сот герц до тысяч герц (обычно частотой 400—1500 гц).

3. Фазочувствительные усилители (демодуляторы), которые одновременно с усилением преобразуют модулированное напряжение переменного тока в медленно меняющееся переменное напряжение. К числу ранее рассмотренных усилителей этого типа относятся магнитные усилители с внутренними обратными связями и одинаковыми частотами входного и питающего напряжений, имеющие выход на постоянном токе.

4. Модулирующие усилители, которые одновременно с усилением преобразуют медленно меняющееся переменное напряжение в модулированное напряжение переменного тока. К числу ранее рассмотренных усилителей этого типа относятся магнитные и диэлектрические усилители. Роль модулятора без усиления выполняет вибропреобразователь.

Широко применяемые усилители на вакуумных лампах, в большинстве случаев миниатюрного типа, выгодно отличаются от прочих видов усилителей ничтожно малой входной мощностью и незначительной инерционностью. На электронных лампах могут быть легко и удобно построены самые различные варианты схем. Недостатком электронных усилителей является низкий к. п. д. и небольшая выходная мощность, а также ограниченные надежность и срок службы.

Усилители на тиратронах позволяют получить значительно большие выходные мощности, чем электронные усилители (до нескольких киловатт). Однако их применение существенно ограничивалось тем, что характеристики тиратронов очень сильно зависели от температуры.

В последних разработках этот недостаток значительно уменьшен, и следует ожидать самого широкого применения тиратронных усилителей главным образом с холодным катодом, которые позволяют получить значительно большие к. п. д.

Особенно перспективными являются усилители с транзисторами и тиристорами в силу их электрической экономичности, малого веса и габаритных размеров, а также большой надежности и прочности. Следует отметить, что современная техника полупроводниковых приборов позволяет изготавливать микроминиатюрные элементы в виде твердых схем, которые представляют собой монолитный блок и по своей схеме эквивалентны обычным схемам, состоящим из отдельных деталей (транзисторов, резисторов и т. п.). Изготовление твердых схем осуществляется путем выполнения ряда технологических процессов. Например, сначала создается пластина с многослойной структурой из полупроводниковых, изоляционных и проводящих материалов, а затем вытравливаются ненужные части согласно схеме элемента. Благодаря этому отпадает необходимость в большом числе соединений, требуемых в обычных схемах. Существенным недостатком полупроводниковых усилителей продолжает оставаться нестабильность их параметров, в частности, связанная с температурой.

Простейшая схема усилителя постоянного тока состоит из электронной лампы и нагрузки с сопротивлением  $R_a = R_n$  (рис. 132).

При изменении величины  $U_{вх}$  будет меняться величина  $I_a$ , а следовательно, и выходного напряжения  $U_{вых}$ , равного падению напряжения на нагрузочном (анодном) сопротивлении от протекания анодного тока.

Сеточный резистор  $r_g$  и входной резистор  $r_{вх}$  в схеме имеют вспомогательное значение. Резистор  $r_g$  служит для ограничения сеточных токов, возможных, например, при положительных потенциалах на сетке. Сопротивление резистора  $r_{вх}$  берется на порядок ниже сопротивления сетка—катод лампы для стабилизации величины входного сопротивления усилителя от возможных изменений сопротивления лампы между сеткой и катодом.

Поэтому входная мощность усилителя фактически определяется величиной сопротивления  $r_{вх}$ , так как мощность, потребляемая лампой во входной цепи при отрицательных потенциалах сетки на низких частотах, ничтожно мала. Рассмотренная схема усилителя является неперверсивной.

Реверсивность статической характеристики достигается, как обычно (см. разд. 2, гл. I), применением мостовых или дифференциальных схем. На рис. 133 приведен один из распространенных вариантов усилителей постоянного тока.

Лампы  $L_1$  и  $L_2$  вместе с резисторами с одинаковыми сопротивлениями  $R_a$  представляют собой мост, в одну из диагоналей которого включен источник анодного напряжения  $E_a$ , а в другую — нагрузка  $R_n$ . Если параметры обеих ламп одинаковы и входное напряжение  $U_{вх}$  равно нулю, то сопротивления ламп постоянному току будут также одинаковыми. Мост при этом будет сбалансирован и выходное напряжение  $U_{вых} = 0$ .

Сетки ламп подключены таким образом: если входное напряжение повышает потенциал сетки одной лампы, то потенциал сетки

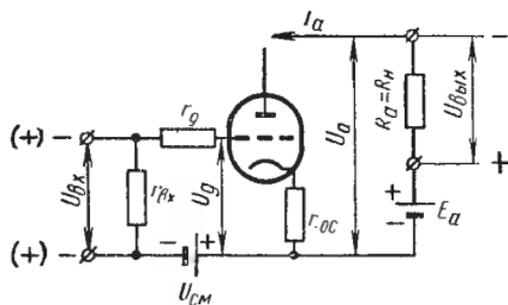


Рис. 132. Простейший усилитель постоянного тока

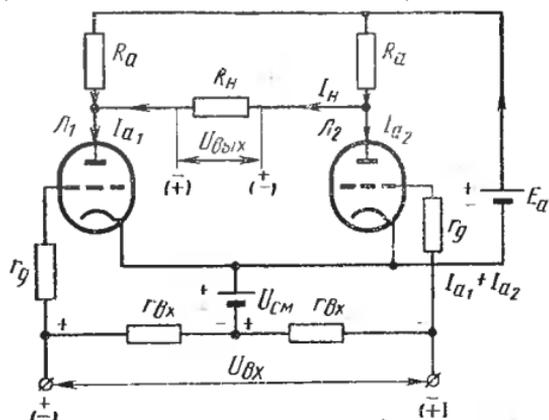


Рис. 133. Мостовой усилитель постоянного тока (схема параллельного баланса)

другой лампы повышается, и наоборот. Поэтому при появлении входного сигнала равновесие моста нарушается и в нагрузке появляется ток. Направление тока в нагрузке на схеме соответствует указанной полярности входного напряжения.

Заметим, что в рассмотренной схеме требуемое напряжение смещения может быть получено включением резистора  $r_{см}$  в общую цепь катодов. Падение напряжения на резисторе  $r_{см}$  будет определяться суммой анодных токов ламп и потому останется неизменным.

Применение реверсивных схем позволяет одновременно значительно повысить стабильность работы усилителей постоянного тока за счет ослабления их основного недостатка — большого ухода нуля. Уход (дрейф) нуля в данном случае будет проявляться в изменении постоянной составляющей выходного тока при неизменном сигнале на входе.

Основными причинами ухода нуля являются изменения величины напряжения анодного питания, изменения величины тока накала, изменения расстояний между электродами в результате воздействия больших ускорений, медленные изменения параметров лампы за счет колебаний температуры деталей лампы, активности катода и т. п.

На выходе усилителя могут появляться и ложные переменные составляющие (помехи). Причинами их являются наличие переменной составляющей в питающих напряжениях, механические вибрации, флуктуационные явления (эффект мерцания, дробовой эффект, тепловые шумы) и пр.

Поскольку выходное напряжение определяется разностью анодных токов ламп, то в реверсивной схеме, как всегда, будет скомпенсировано действие всех причин, одинаково меняющих параметры ламп. Разумеется, для компенсации внешних механических и температурных воздействий обе лампы должны быть смонтированы в совершенно одинаковых положениях и находиться в одинаковых условиях относительно их охлаждения или нагрева внешними источниками тепла (соседняя аппаратура).

В действительности параметры ламп всегда отличаются друг от друга (в среднем на 15—25%) и их изменения при одинаковых внешних воздействиях не будут идентичными, а следовательно, не будет и полной компенсации причин, возникающих в различных эксплуатационных режимах.

Если уход нуля усилителя оказывается недопустимо большим, то обычно рекомендуется вводить отрицательную обратную связь.

Отрицательную обратную связь в электронных усилителях достаточно просто можно ввести путем включения в цепь катода резистора  $r_{ос}$  (рис. 132). В этом случае падение напряжения на резисторе  $r_{ос}$  является третьей составляющей напряжения между сеткой и катодом, значение которой зависит от величины и знака входного сигнала, причем увеличение положительного входного

напряжения приводит к увеличению падения напряжения на резисторе  $r_a$  и, таким образом, к повышению положительного потенциала катода. Поэтому данное падение напряжения является сигналом отрицательной обратной связи.

Если в цепь катода включается нагрузка (рис. 134), то выходное напряжение полностью подается на вход, т. е.  $K_{oc} = 1$ ; тогда согласно выражению (23) имеем

$$K_s = \frac{K}{1+K}, \quad (260)$$

следовательно, коэффициент усиления напряжения приблизительно равен единице. Такие схемы получили название катодных повторителей.

Положительная обратная связь, так как она повышает

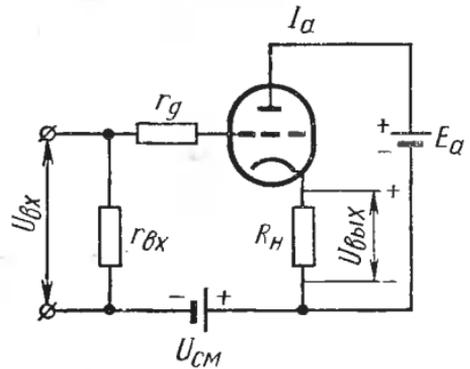


Рис. 134. Катодный повторитель

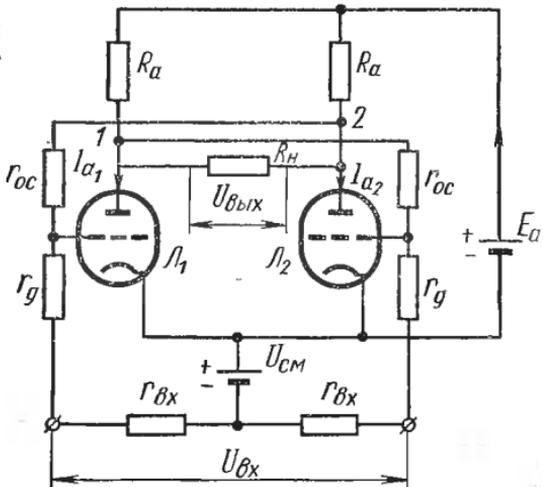


Рис. 135. Триггер с обратной связью по напряжению

нестабильность в пропорциональных усилителях постоянного тока, не используется. Она применяется только для получения усилителей постоянного тока с релейными характеристиками-триггеров или спусковых схем. Эти схемы используются в качестве бесконтактных реле, весьма малоинерционных и чувствительных (время срабатывания порядка десятых или сотых долей миллисекунды, мощность срабатывания за счет положительной обратной связи составляет доли микроватт, коэффициент усиления мощности более миллиона).

Одна из схем триггера приведена на рис. 135.

При отсутствии входного сигнала ( $U_{вх} = 0$ ) схема является симметричной, но равенство анодных токов  $I_{a1} = I_{a2}$  соответствует неустойчивому состоянию. Устойчивыми будут два таких состояния схемы, когда анодный ток одной из ламп максимален, а другой — минимален. Действительно, при одинаковых анодных токах и потенциалы точек 1 и 2 одинаковы. Однако достаточно самого незначительного возрастания тока  $I_{a1}$  левой лампы, чтобы

потенциал точки 1 относительно катода, равный  $U_1 \approx E_a - I_{a_1} R_u$  (предполагается, что сопротивление нагрузки  $R_n$  достаточно велико), понизился. Это вызовет снижение потенциала на сетке правой лампы и, следовательно, уменьшение ее анодного тока  $I_{a_2}$ . Но уменьшение тока  $I_{a_2}$  вызовет повышение потенциала точки 2, равного  $U_2 \approx E_a - I_{a_2} R_a$ , т. е. повышение потенциала сетки левой лампы и дальнейшее увеличение ее анодного тока  $I_{a_1}$  (в этом и заключается положительная обратная связь). Такой процесс будет протекать лавинообразно с большой скоростью, ограничиваемой лишь влиянием межэлектродных емкостей ламп и емкостями и индуктивностями монтажных проводов, пока ток  $I_{a_1}$  не достигнет своего максимального значения, ограничиваемого проявляющейся нелинейностью усилителя — обычно запиранием лампы  $L_2$ . Нарушение неустойчивого равновесия в сторону возрастания тока  $I_{a_2}$  сопровождалось бы увеличением последнего до максимального значения и уменьшением тока  $I_{a_1}$  до минимального значения.

Вследствие явлений флуктуации состояние неустойчивого равновесия сколько-нибудь долго существовать не может. Переход же из одного устойчивого состояния в другое достигается изменением полярности входного напряжения. При этом если от схемы не требуется изменения знака выходного напряжения, то нагрузку можно непосредственно включать в качестве любого из анодных резисторов  $R_a$ .

В заключение еще раз подчеркиваем, что релейный эффект в рассмотренной схеме будет иметь место только при достаточной глубине обратной связи [см. выражение (21)].

Для получения больших значений коэффициента усиления напряжения в пропорциональных усилителях в принципе можно использовать многокаскадные схемы. Однако в этом случае значительно возрастает дрейф нуля.

Для усиления слабых сигналов постоянного тока рекомендуется применять модулирующие усилители или вибропреобразователи, чтобы затем осуществить усиление на переменном токе с последующим обратным преобразованием в постоянный ток.

### 3. ЭЛЕКТРОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

Простейшая схема низкочастотного усилителя переменного тока с трансформаторным выходом (рис. 136) отличается от схемы усилителя постоянного тока (см. рис. 132) только тем, что нагрузочное сопротивление  $R_n$  не является одновременно анодным сопротивлением, а включено в анодную цепь через трансформатор, благодаря чему выходное напряжение  $U_{вых}$  содержит лишь переменную составляющую. В другом распространенном варианте переменная составляющая выделяется с помощью разделительного конденсатора, образующего вместе с нагрузочным сопротивлением схему простейшего безындукционного фильтра верхних частот.

Очень важно, что изменение постоянной составляющей не скачивается на выходном напряжении и дрейф нуля в этом случае не проявляется. Не менее важно подчеркнуть, что даже в простейшей схеме (рис. 136) изменение фазы переменной составляющей входного напряжения на  $180^\circ$  будет сопровождаться таким же изменением фазы выходного напряжения, т. е. эта схема является реверсивной.

Распространенная в низкочастотных усилителях мощности схема, изображенная на рис. 137, также является реверсивной. Применение этой схемы в отличие от ранее рассмотренных случаев

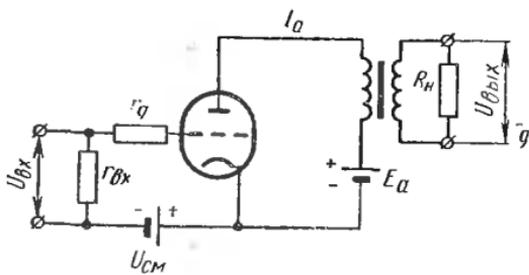


Рис. 136. Простейший низкочастотный усилитель с трансформаторным входом (реверсивный однополупериодный)

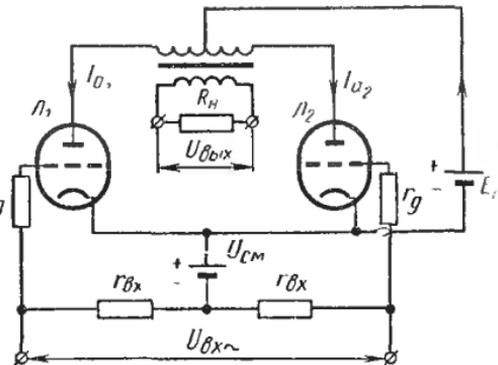


Рис. 137. Мостовой низкочастотный усилитель с выходным дифференциальным трансформатором (реверсивный двухполупериодный)

обусловлено тем, что для повышения к. п. д. усилителей переменного тока желательно уменьшить невоспроизводимую на выходе постоянную составляющую анодного тока. Для этого приходится захватывать и нелинейную область характеристики лампы, что в простейшей схеме (см. рис. 136) приводит к появлению больших нелинейных искажений формы анодного тока и даже к нарушению линейного характера зависимости  $U_{вых} = f(U_{вх})$ . При синусоидально меняющемся входном напряжении форма анодного тока за счет соответствующего выбора величины напряжения смещения имеет вид импульсов, воспроизводящих только одну из полуволн входного напряжения или даже только ее часть. В схеме низкочастотного усилителя (см. рис. 137) воспроизводятся обе полуволны входного напряжения (или соответствующих частей обеих полуволн), поэтому эту схему назовем двухполупериодной в отличие от однополупериодной схемы, изображенной на рис. 136.

Отметим также, что в двухполупериодной схеме (см. рис. 137) постоянные составляющие анодных токов вызывают в выходном трансформаторе взаимно уничтожающиеся магнитные потоки, что позволяет облегчить конструкцию последнего по сравнению с однополупериодным вариантом.

В системах автоматического регулирования летательных аппаратов усилители обычно работают на несущей частоте, соответствующей частоте источника бортового напряжения. Это напряжение модулируется (в потенциометрах переменного тока, индукционных датчиках, сельсинах и т. п.) сигналом системы, частота которого очень часто не превосходит нескольких герц, и подается на вход усилителя.

При таком соотношении частот требуемая полоса пропускания усилителя, определяемая выражением

$$\omega_n = \omega_{\max} \div \omega_{\min} = (\omega_n + \omega_c) \div (\omega_n - \omega_c),$$

где  $\omega_n$  — несущая частота;

$\omega_c$  — частота модулирующего сигнала, будет достаточно узкой и близкой к пределам эксплуатационного изменения частоты бортовой сети. Таким образом, поддержание постоянства коэффициента усиления с точки зрения вариаций усиливаемых частот не вызывает затруднений.

Низкочастотные усилители иногда называют аperiodическими в отличие от высокочастотных резонансных усилителей переменного тока. Последние имеют нагрузку в виде резонансного контура и применяются в радиотехнических приемно-передающих устройствах телемеханических систем.

#### 4. ЭЛЕКТРОННЫЕ ФАЗОЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

В фазочувствительных усилителях одновременно с усилением происходит процесс демодуляции, поэтому их иногда называют и демодулирующими.

Необходимость такого преобразования вызывается тем, что в регуляторе часто оказывается целесообразным иметь как элементы, рассчитанные на питание переменным током, так и элементы, рассчитанные на питание постоянным током. Так, в следящих системах с сельсинами (см. п. 9, гл. VI) сигнал рассогласования задается сельсинной парой в виде промодулированного переменного напряжения, а для подачи усиленного сигнала на входную обмотку электромашинного усилителя (см. п. 17, гл. VIII), питающего исполнительный двигатель выходного вала, требуется иметь напряжение постоянного тока. Часто бывает целесообразно преобразовать переменный ток в постоянный для рационального выполнения корректирующих устройств (см. гл. XI).

Простейшая схема фазочувствительного усилителя приведена на рис. 138. Отличительной особенностью усилителей этого типа является питание анодной цепи от источника переменного тока, что не только позволяет обходиться без питающего выпрямителя, но одновременно с усилением преобразовать модулированное напряжение переменного тока в медленно меняющееся переменное напряжение. Такие усилители по существу являются управляе-

мыми выпрямителями (их называют также усилителями среднего значения тока), причем в системах автоматического регулирования входное переменное напряжение  $U_{вх}$  имеет ту же частоту, что и анодное напряжение. Выходной величиной является постоянная составляющая выходного напряжения  $U_{вых,ср,едн}$ , т. е. как и в случае линеаризованных релейных усилителей предполагается, что переменная составляющая сглаживается фильтром (на схеме не показан) или гасится достаточно инерционным элементом системы.

Нетрудно видеть, что величина выходного напряжения  $U_{вых,ср,едн}$  зависит не только от величины входного напряжения, но и от угла сдвига его фазы относительно напряжения источника анодного питания (опорного напряжения), поэтому рассматриваемые усилители и называются фазочувствительными, или фазовыми дискриминаторами. В общем случае можно полагать, что величина постоянной составляющей выходного напряжения определяется проекцией вектора синусоидального входного напряжения на вектор анодного напряжения. Однако во многих

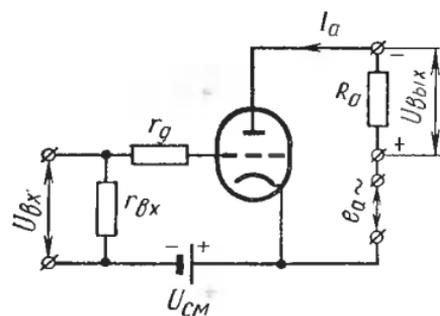
Рис. 138. Простейший фазочувствительный усилитель

установках усилители обычно работают в таком режиме, что фаза входного напряжения не меняется плавно, а как это имеет место при использовании сельсинов, двухтактных потенциометрических и индукционных датчиков и т. п. либо совпадает с опорным напряжением, либо становится противоположной.

Для того чтобы при опрокидывании фазы входного напряжения менялась и полярность постоянной составляющей выходного напряжения, применяется обычно встречное включение двух простейших усилителей.

Реверсивная мостовая схема (рис. 139, а) внешне аналогична схеме, изображенной на рис. 133, и отличается от нее лишь родом напряжения источника питания анодной цепи. Реверсивные свойства достигаются за счет противоположности фаз сеточных напряжений на лампах при совпадении фаз анодных напряжений. В другом варианте реверсивной схемы, показанном на рис. 140, а, реверсивные свойства достигаются за счет противоположности фаз анодных напряжений при совпадении фаз напряжений на сетках.

Так как лампы могут проводить ток только при положительных напряжениях на аноде, то в схеме, изображенной на рис. 139, а, обе лампы проводят ток в течение части одного и того же полупериода, а весь последующий полупериод ток не проходит. В схеме, показанной на рис. 140, а, полупериоды прохождения тока через одну и другую лампы чередуются. Для случая



чисто активной нагрузке графика анодных токов показаны на рис. 139, б и 140, б (один из анодных токов условно изображен отрицательным).

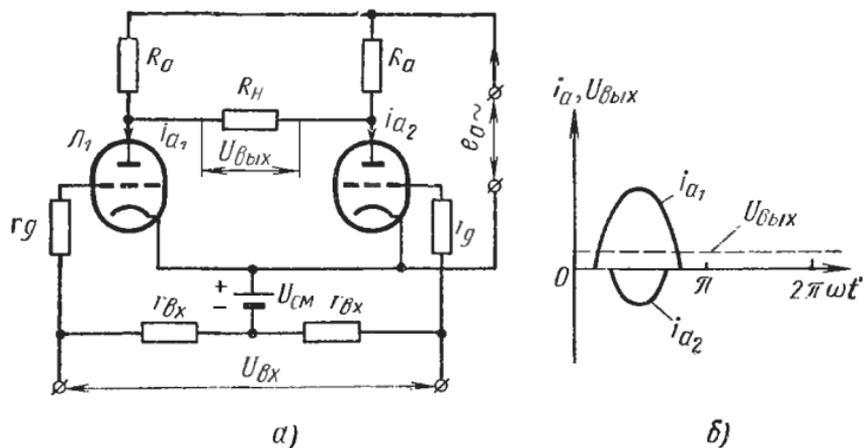


Рис. 139. Мостовой фазочувствительный усилитель с совпадающими фазами анодного напряжения:

а — принципиальная схема; б — форма анодных токов при активной нагрузке

Очевидно, что при нулевом сигнале выходное напряжение в схеме (рис. 139, а) действительно будет равно нулю. В схеме, показанной на рис. 140, а, будет действовать переменное напря-

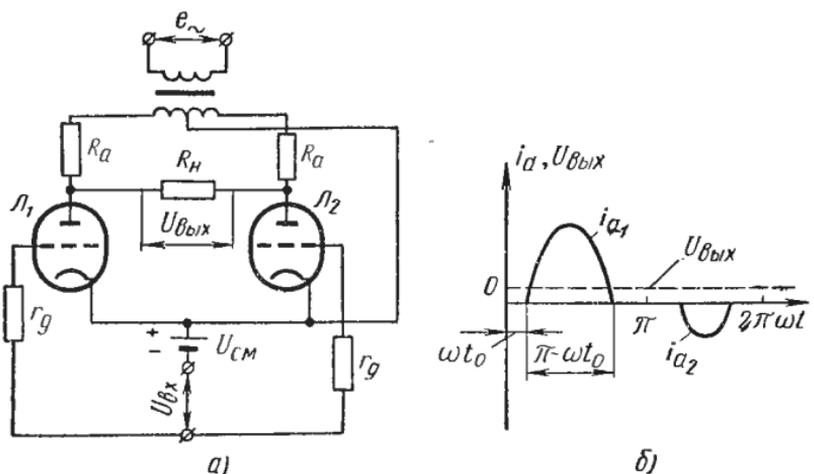


Рис. 140. Реверсивный фазочувствительный усилитель с противоположными фазами анодных напряжений:

а — принципиальная схема; б — форма анодных токов при активной нагрузке

жение и лишь постоянная составляющая его будет равна нулю. Меньшая величина переменной составляющей в выходном напряжении наблюдается в схеме, приведенной на рис. 139, а и на других режимах. Введение автоматического смещения в этой схеме

также практически не требует шунтирования сопротивления смещения емкостью. Если входное напряжение содержит постоянную составляющую, то она также будет воспроизведена на выходе.

При применении тетродов или пентодов схема сохраняет свою основную конфигурацию. При этом целесообразно, чтобы экранные сетки получали питание также от источника переменного напряжения, но через вентиль, чтобы напряжение на сетку поступало только в проводящие полупериоды.

Фазочувствительные схемы могут быть получены и на диодах. Однако такие схемы в настоящее время выполняются обычно на полупроводниковых диодах в силу их очевидных преимуществ.

## 5. ЭЛЕКТРОННЫЕ МОДУЛИРУЮЩИЕ УСИЛИТЕЛИ

Простейшая схема модулирующего усилителя изображена на рис. 141. Анодная цепь схемы, как и у фазочувствительного усилителя, получает питание от источника переменного тока  $E_a$ , но благодаря применению трансформатора на выход поступает только переменная составляющая. Если на входе действует постоянное напряжение  $U_{вх}$  и питание анодной цепи осуществляется переменным током, то анодный ток лампы содержит переменную составляющую, основная гармоника которой определяется частотой источника питания. Очевидно, что величина переменной составляющей анодного

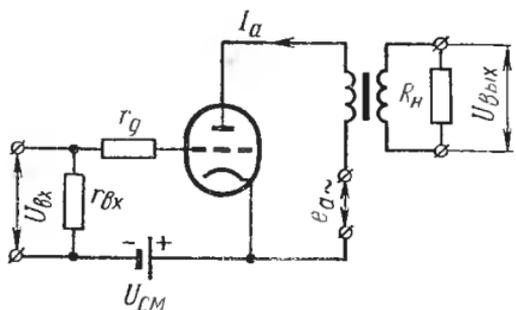


Рис. 141. Простейший модулирующий усилитель с трансформаторным выходом

тока и величина огибающей выходного напряжения  $U_{вых}$  определяется величиной мгновенных значений постоянного напряжения. Другими словами, у моделирующих усилителей, как и у магнитных, переменный ток, поступающий от источника анодного питания, и соответственно выходное переменное напряжение оказываются промодулированными входным напряжением.

Рассматриваемая схема (рис. 141) является нереверсивной и непригодна для воспроизведения переменных по знаку сигналов, так как изменение знака входного напряжения в этой схеме может повлиять только на величину огибающей выходного напряжения, но не на его фазу. Примером реверсивной схемы является дифференциально-мостовая схема с выходным дифференциальным трансформатором, представленная на рис. 142. Нетрудно видеть, что при нулевом входном сигнале импульсы токов ламп  $I_{a_1}$  и  $I_{a_2}$  одинаковы и основные гармоники анодных токов совпадают по фазе. В дифференциальном трансформаторе происходит взаимная компенсация магнитных потоков и выходное напряжение (точнее

основная и все нечетные его гармоники) равно нулю. При появлении сигнала определенной полярности ток одной из ламп увеличится, а другой — уменьшится и на выходе появится напряжение. Изменение полярности входного сигнала будет сопровождаться изменением фазы результирующего магнитного потока в дифференциальном трансформаторе на обратную, а следовательно, и опрокидыванием фазы выходного напряжения. Как и в любом модулирующем устройстве, верхняя граница частот сигнала должна быть существенно ниже несущей частоты (частоты источника питания).

Существуют схемы модулирующих электронных усилителей с питанием анодной цепи от источника постоянного тока, в которых входной сигнал складывается с опорным переменным напряжением на сопротивлениях в цепи сетки.

Модулирующие схемы могут быть получены также и на диодах, но в таких схемах чаще применяются полупроводниковые диоды. Задачи модулирующих усилителей в настоящее время чаще выполняются магнитными усилителями, а электронные усилители этого типа обычно применяются только в тех случаях, когда входное сопротивление магнитного усилителя оказывается слишком низким.

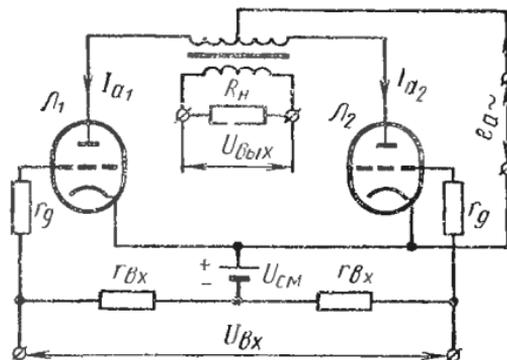


Рис. 142. Мостовой модулирующий усилитель с выходным дифференциальным трансформатором

## 6. НЕКОТОРЫЕ ОБЩИЕ СВОЙСТВА ЭЛЕКТРОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

В электронных усилителях, поскольку энергия поля сетки и соответственно входная мощность очень невелики (доли микроватта), обеспечиваются достаточно высокие усиления как по мощности, так и по напряжению.

Незначительная величина энергии, запасаемой в электрическом поле лампы, обуславливает очень быстрое протекание переходных процессов в электронном усилителе, если только сама нагрузка не имеет реактивного характера. Постоянные времени реактивных элементов, находящихся в схемах усилителей (трансформаторы, фильтры с конденсаторами и пр.), почти всегда значительно меньше постоянных времени других элементов системы автоматического регулирования. Это в большинстве случаев дает основание рассматривать электронные усилители в пределах полосы пропускания системы как безынерционные пропорцио-

нальные звенья. Лишь в случае фазочувствительных усилителей может потребоваться учет постоянных времени их выходных фильтров.

Низкий к. п. д. электронных усилителей является как бы следствием их высокого быстродействия, так как электрическое поле сетки изменяет величину активного сопротивления лампы и управление потоком энергии от источника анодного питания к нагрузке осуществляется за счет активного сопротивления лампы, что связано со значительным поглощением энергии в самой лампе. В магнитном усилителе, например, управление потоком энергии от источника питающего переменного напряжения к нагрузке осуществляется изменением реактивного сопротивления дросселя. Второй причиной повышенного расхода энергии в электронных усилителях является необходимость питания цепей накала.

## 7. ГРАФИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ СТАТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК УСИЛИТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Под расчетом электронных усилителей, в отличие от расчета магнитных усилителей, понимается несколько меньший круг вопросов, поскольку конструкция электронных ламп не разрабатывается специалистом по автоматике и необходимые лампы предоставляются ему в готовом виде. Поэтому в данном случае задача сводится к расчету усилительной конструктивной схемы. Если параметры схемы заданы, то необходимая для анализа системы автоматического регулирования статическая характеристика усилителя  $U_{вых} = f(U_{вх})$  может быть найдена как графически, так и аналитически.

Рассмотрим графический расчет простейшей нереверсивной схемы усилителя постоянного тока, изображенной на рис. 132. Для расчета необходимо располагать имеющимися в справочниках статическими анодными характеристиками используемой лампы, т. е. характеристиками управляющего устройства, которые фактически представляют собой семейство вольт-амперных характеристик этой лампы, снятых на постоянном токе при разных значениях напряжения на сетке. Вид статических характеристик для триода показан в первом квадранте на рис. 143, а.

Анодный ток  $I_a$  является выходным током усилителя  $I_{вых}$ , а напряжение сетки  $U_g$  можно выразить через входное напряжение

$$U_g = U_{вх} + U_{см} \quad (261)$$

(знак напряжения смещения  $U_{см}$  в этом выражении не учтен). Схема, приведенная на рис. 132, состоит из двух последовательно соединенных резисторов: лампы с нелинейным сопротивлением и нагрузки с линейным сопротивлением  $R_n = R_a$ . Способ расчета этой схемы не нов и заключается в следующем,

На оси абсцисс от начала координат откладывается отрезок, соответствующий величине напряжения источника питания анодной цепи  $E_a$  и из конца этого отрезка под углом  $\alpha = \text{arctg } R_a$  к оси ординат проводится прямая — линия нагрузки. Точки пересечения линии нагрузки с отдельными характеристиками и определяют значение выходного тока для соответствующих этим характеристикам значений напряжения на сетке. Построенная таким способом во втором квадранте зависимость  $I_a = f(U_g)$  при данном значении анодного сопротивления  $R_a$  и данном значении напряжения источника питания в электронике носит не вполне удачное название динамической<sup>1</sup> сеточно-анодной характеристики. Используя выражение (261) и зависимость

$$U_{\text{вых}} = I_a R_a, \quad (262)$$

по известной динамической сеточно-анодной характеристике легко построить и искомую статическую характеристику  $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ .

В случае отрицательной обратной связи [при наличии резистора  $r_{oc}$  (см. рис. 132)] нагрузочная прямая, очевидно, должна быть проведена под углом  $\alpha = \text{arctg}(R_a + r_{oc})$ . При этом ток в нагрузке  $I_a$  будет определяться координатой  $U_g$  по кривой  $I_a = f(U_g)$ , значение которой зависит от суммы  $U_{\text{вх}} + U_{\text{см}} + U_{oc}$ , где  $U_{oc} = I_a r_{oc}$ , знак напряжения смещения и напряжения обратной связи здесь не учтен.

Если  $U_{\text{вх}} + U_{\text{см}} = 0$ , то ток  $I_a$  определяется ординатой точки пересечения кривой  $I_a = f(U_g)$  с прямой, проведенной из начала координата под углом  $\gamma = \text{arctg } r_{oc}$ .

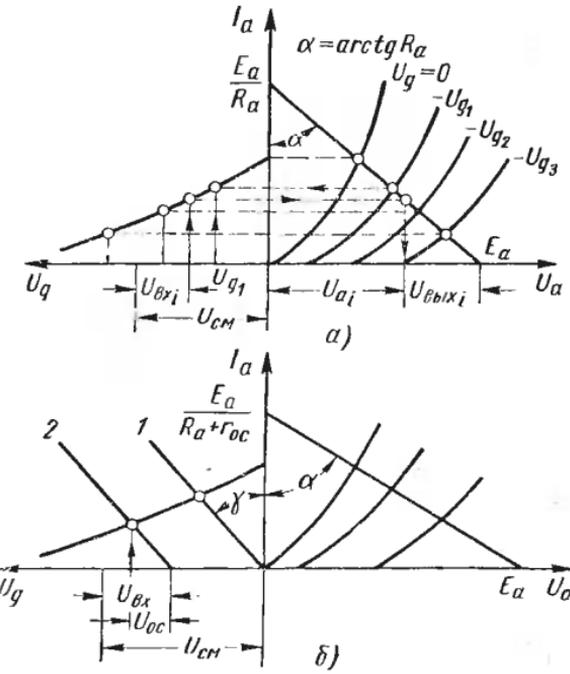


Рис. 143. Построение динамической анодно-сеточной характеристики электронного усилителя на триоде:  
 а — без обратной связи; б — с отрицательной обратной связью

<sup>1</sup> Термин динамическая в этом случае ни в коей мере не относится к каким-либо переходным процессам, а согласно утвердившейся в электронике терминологии означает лишь, что характеристика относится к нагруженной лампе, т. е. к усилительной схеме в целом. Характеристики отдельных ламп, как было указано, называют статическими.

При  $U_{ax} + U_{cm} \neq 0$  соотношение тока  $I_a$  можно получить путем параллельного смещения данной прямой (прямой обратной связи 1) на величину  $U_{ax} + U_{cm}$  (прямая 2 на рис. 143, б).

Графический метод расчета статических характеристик электронных усилителей нагляден и в принципе может быть с успехом применен для расчета очень многих схем, в том числе и с переменным анодным питанием. Однако для сложных схем построения становятся слишком громоздкими, и это заставляет переходить на аналитические методы.

## 8. АНАЛИТИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ СТАТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК УСИЛИТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА ПУТЕМ СПРЯМЛЕНИЯ (ИДЕАЛИЗАЦИИ) АНОДНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

Аналитические методы расчета электронных усилителей основаны на применении того или иного вида аналитических выражений апроксимирующих кривые статических характеристик ламп. Число аналитическое получение этих зависимостей на основании физических соображений практически исключено из-за сложности происходящих в электронной лампе процессов. Анодные статические характеристики наиболее часто аппроксимируются степенным полиномом вида

$$I_a = a_0 + a_1 U + a_2 U^2 + \dots \quad (263)$$

Применяются также экспоненциальные, тригонометрические и другие трансцендентные функции.

Наибольшее распространение получила аппроксимация статических анодных характеристик триода параллельными прямыми линиями. В действительности же характеристики не являются

прямыми и не вполне параллельны. Этот прием часто называют спрямлением или идеализацией анодных характеристик.

Необходимые для получения аналитического выражения построения показаны на рис. 144. При построении вводится новый параметр лампы  $U_{a0}$ , который непосредственно не указывается в справочниках. Он численно равен отрезку, который отсекает спрямленная характеристика, соответствующая нулевому потенциалу сетки  $U_g = 0$  на оси абсцисс.

Для напряжения на сетке, отличного от нуля, спрямленная характеристика перемещается параллельно самой себе на величину  $\mu U_g$  (вправо, если  $U_g < 0$ , и влево, если  $U_g > 0$ ). В общем

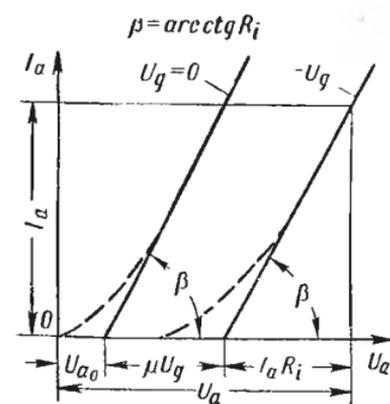


Рис. 144. Спрявление (идеализация) статических анодных характеристик триода

случае уравнения спрямленных анодных характеристик управляющего устройства имеет вид

$$U_a = U_{a_0} - \mu U_g + I_a R_i, \quad (264)$$

где  $U_a$  — напряжение между анодом и катодом ( $U_a > 0$ );  
 $\mu = -\Delta U_a / \Delta U_g$  (при  $I_a = \text{const}$ ) — коэффициент усиления ненагруженной лампы (статический коэффициент усиления), показывающий, во сколько раз изменение напряжения на сетке действует сильнее изменения напряжения на аноде;  
 $R_i = \text{ctg } \beta = \Delta U_a / \Delta I_a$  (при  $U_g = \text{const}$ ) — внутреннее сопротивление лампы.

Следует помнить, что данное уравнение справедливо лишь в том случае, если работа схемы ограничивается приблизительно линейными участками аппроксимируемых реальных характеристик.

Если уравнение (264) решить относительно тока

$$I_a = \frac{\mu U_g - U_{a_0}}{R_i} + \frac{1}{R_i} U_a,$$

то нетрудно видеть, что рассмотренный вид аппроксимации представляет собой аппроксимацию двумя первыми членами степенного ряда (263).

Для нахождения аналитического выражения интересующей нас статической характеристики  $U_{вых} = f(U_{вх})$  усилителя (см. рис. 132) составим уравнение конструктивной схемы, т. е. уравнение для его анодной цепи:

$$U_{вых} + U_a = E_a, \quad (265)$$

и учтем выражения (261), (262) и (264). Совместным решением этих уравнений находим искомую зависимость:

$$U_{вых} = E_a - U_{a_0} + \mu U_{см} + \mu U_{вх} - \frac{R_i}{R_a} U_{вых};$$

$$\left(1 + \frac{R_i}{R_a}\right) U_{вых} = E_a - U_{a_0} + \mu U_{см} + \mu U_{вх};$$

$$U_{вых} = \frac{R_a}{R_i + R_a} (E_a - U_{a_0} + \mu U_{см}) + \mu \frac{R_a}{R_i + R_a} U_{вх}. \quad (266)$$

Первый член полученного выражения соответствует неизменной по величине постоянной составляющей, второй член соответствует составляющей, определяемой величиной входного напряжения  $U_{вх}$ .

Схема замещения идеализированного нереверсивного усилителя постоянного тока, очевидно, будет иметь вид, изображенный

на рис. 145, а, где источник э. д. с. имеют бесконечно малое внутреннее сопротивление. В реверсивной схеме усилителя постоянного тока (см. рис. 133) постоянные составляющие взаимно компенсируются и выходное напряжение целиком определяется входным сигналом. Если  $R_n \gg R_a$  (или усилитель работает на дифференциальные обмотки — см. п. 13, гл. VIII), то схема замещения будет соответствовать рис. 145, б. При вычитании выходных напряжений в двухтактной схеме вторые члены правой части выражения (266) складываются, поскольку они действуют в противофазе. Вместе с тем на сетку каждой из ламп поступает лишь

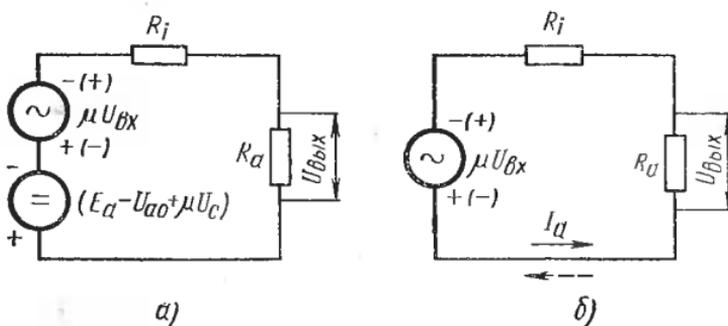


Рис. 145. Схемы замещения электронных усилителей постоянного тока:

а — нереверсивного (см. рис. 132); б — мостового (см. рис. 133) при  $R_n \gg R_a$

половина входного напряжения, в результате общий коэффициент усиления реверсивной схемы остается таким же, как и в нереверсивной схеме. На основании сказанного аналитическое выражение линейной части статической характеристики реверсивной схемы (см. рис. 133) будет иметь вид

$$U_{вых} = \frac{\mu R_a}{R_i + R_a} U_{вх}, \quad (267)$$

где отношение

$$\frac{\mu R_a}{R_i + R_a} = K \quad (268)$$

представляет собой коэффициент усиления схемы (каскада), который в электронике не совсем удачно называют динамическим коэффициентом усиления.

Если усилитель мощности выполняется по схеме, показанной на рис. 133, то величины сопротивлений  $R_n$  и  $R_a$  для обеспечения наилучшей отдачи мощности должны быть одного и того же порядка и выражение (268) становится уже неприменимым. Найдем коэффициент усиления схемы по напряжению для этих условий, непосредственно применяя к анализу схемы выражение (264).

На основании закона Кирхгофа составим следующие уравнения: Уравнение анодной цепи лампы  $L_1$

$$U_{a_1} = E_a - (I_{a_1} - I_H) R_a.$$

Уравнение сеточной цепи лампы  $L_1$

$$U_{g_1} = \frac{U_{\text{вх}}}{2} - U_{\text{см}}.$$

Уравнение анодной цепи лампы  $L_2$

$$U_{a_2} = E_a - (I_{a_2} + I_H) R_a.$$

Уравнение сеточной цепи лампы  $L_2$

$$U_{g_2} = -\frac{U_{\text{вх}}}{2} - U_{\text{см}}.$$

Уравнение контура анодных резисторов и нагрузки

$$(I_{a_2} + I_H) R_a + I_H R_H - (I_{a_1} - I_H) R_a = 0.$$

Решая совместно эти уравнения с учетом соотношения (264), в результате получим выражение для тока нагрузки

$$I_H = \frac{\mu U_{\text{вх}}}{R_H + \frac{R_H R_i}{R_a} + 2R_i},$$

откуда искомым коэффициентом усиления схемы

$$K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{I_H R_H}{U_{\text{вх}}} = \frac{\mu}{1 + \frac{R_i}{R_a} + \frac{2R_i}{R_H}}. \quad (269)$$

То же выражение будет иметь место и при применении автоматического смещения. Это происходит потому, что в балансной схеме падение напряжения на сопротивлении  $r$  остается неизменным. Нетрудно видеть, что при  $R_H \gg R_i$  опять приходим к выражению (268).

Для катодного повторителя с учетом выражений (260) и (268) получаем

$$K_g = \frac{\frac{\mu R_a}{R_i + R_a}}{1 + \frac{\mu R_a}{R_i + R_a}} = \frac{\mu R_a}{R_i + (\mu + 1) R_a}.$$

Разделив числитель и знаменатель данного выражения на  $\mu + 1$ , приходим к выражению

$$K_g = \frac{\frac{\mu}{\mu + 1} R_a}{\frac{R_i}{\mu + 1} + R_a}.$$

Отсюда следует, что введение отрицательной обратной связи уменьшает не только коэффициент усиления, но и выходное сопротивление усилителя. Поэтому катодный повторитель часто используется как «развязывающий» элемент (элемент с большим входным сопротивлением и небольшим выходным) для устранения влияния изменений параметров последующего элемента на величину выходного сигнала предыдущего.

В заключение отметим, что вид аппроксимации выбирается в зависимости от каждого конкретного случая.

В виде примера рассмотрим аппроксимацию анодных характеристик нелинейным выражением

$$I_a = A (U_a + \mu U_g)^{\frac{3}{2}}, \quad (270)$$

где  $A$  — параметр лампы данного типа, не указываемый в справочниках, а определяемый по статическим анодным характеристикам.

Приведенное выражение является приближенным и базируется на уравнении Пуассона. Характер этой зависимости обычно в той или иной степени искажается неравномерностью температуры катода, неправильностью (несимметричностью) формы электродов, влиянием магнитного поля тока накала и др. Поэтому возможности применения рассматриваемой аппроксимации можно судить только по сопоставлению с реальными характеристиками лампы.

Аналитическое выражение зависимости  $U_{вых} = f(U_{вх})$ , которое может быть получено путем совместного решения уравнений (261), (262), (265) и (270), имеет вид

$$U_{вых} = AR_a [E_a - U_{вых} + \mu (U_{гм} + U_{вх})]^{\frac{3}{2}},$$

т. е. зависимость оказывается выраженной в неявной форме, что весьма неудобно с расчетной точки зрения. Однако в других случаях этот вид аппроксимации позволяет получить вполне приемлемые для расчета результаты.

## 9. ОСОБЕННОСТИ АНАЛИТИЧЕСКОГО РАСЧЕТА СТАТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ФАЗОЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Рассмотрим расчет статической характеристики  $U_{вых\text{средн}} = f(U_{вх})$  нереверсивного фазочувствительного усилителя (см. рис. 138), основанный на идеализации анодных характеристик, т. е. на использовании выражения (264). Сопротивление нагрузки  $R_a$  будем полагать чисто активным.

В данном случае выражение (266) будет справедливым, если его написать для мгновенных значений выходного напряжения, напряжения источника питания и входного напряжения. При этом

$$e_a = E_{um} \sin \omega t; U_{ex} = U_{exm} \sin (\omega t + \psi),$$

где  $\psi$  — угол сдвига фаз между напряжением источника питания и входным напряжением.

Поскольку нас интересует случай (см. п. 4, гл. IX), когда  $\psi = 0$  (напряжения в фазе), либо  $\psi = \pi$  (напряжения в противофазе), то

$$U_{ex} = \pm U_{exm} \sin \omega t,$$

где знак минус соответствует случаю, когда напряжения в противофазе.

Тогда вместо зависимости (266) получим

$$U_{вых} = \frac{R_a}{R_i + R_a} (E_{um} \sin \omega t - U_{a_0} + \mu U_{cm}) \pm \mu \frac{R_a}{R_i + R_a} U_{exm} \sin \omega t. \quad (271)$$

Это выражение имеет физический смысл только при  $i_a > 0$ . Отсюда могут быть найдены и значения углов  $\omega t_0$  и  $(\pi - \omega t_0)$  (см. рис. 140, б), соответствующих началу и окончанию импульсов анодного тока. Положив

$$i_a = \frac{U_{вых}}{R_a} = \frac{1}{R_i + R_a} (E_{am} \sin \omega t_0 - U_{a_0} + \mu U_{cm} \pm \mu U_{exm} \sin \omega t_0) = 0,$$

будем иметь

$$\sin \omega t_0 = \frac{U_{a_0} - \mu U_{cm}}{E_{am} \pm \mu U_{exm}}, \quad (272)$$

откуда

$$\omega t_0 = \arcsin \frac{U_{a_0} - \mu U_{cm}}{E_{am} \pm \mu U_{exm}}. \quad (273)$$

Тогда интересующее нас среднее значение выходного напряжения нереверсивной схемы будет равно

$$U_{вых, средн} = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega t_0}^{\pi - \omega t_0} \frac{R_a}{R_i + R_a} (E_{am} \sin \omega t - U_{a_0} + \mu U_{cm} \pm \mu U_{exm} \sin \omega t) d(\omega t). \quad (274)$$

Таким образом, даже при идеализации характеристик лампы для фазочувствительных усилителей среднее значение выходного

напряжения  $U_{\text{вых}_{\text{средн}}}$  является хоть и плавно меняющейся, но не линейной функцией входного напряжения  $U_{\text{вх}}$ .

Для реверсивной фазочувствительной схемы (см. рис. 139, а) при соблюдении условия  $R_n \gg R_a$ , как и для рассмотренной выше двухтактной схемы усилителя постоянного тока, сохраняется только последний член выражения (274). В соответствии с этим имеем

$$U_{\text{вых}_{\text{средн}}} = \frac{\mu R_a U_{\text{вх}m}}{2\pi(R_i + R_a)} \int_{\omega t_0}^{\pi - \omega t_0} \sin \omega t d(\omega t) =$$

$$= \frac{\mu R_a U_{\text{вх}m}}{2\pi(R_i + R_a)} [\cos \omega t_0 - \cos(\pi - \omega t_0)],$$

но

$$\cos \omega t_0 = \sqrt{1 - \sin^2 \omega t_0},$$

а

$$\cos(\pi - \omega t_0) = -\sqrt{1 - \sin^2 \omega t_0}.$$

Учитывая соотношение (273), получаем

$$U_{\text{вых}_{\text{средн}}} = \frac{\mu R_a U_{\text{вх}m}}{\pi(R_i + R_a)} \sqrt{1 - \left(\frac{U_{a_0} - \mu U_{\text{см}}}{E_{\text{ам}} \pm \mu U_{\text{вх}m}}\right)^2}$$

или, если перейти от максимальных значений к действующим,

$$U_{\text{вых}_{\text{средн}}} = \frac{\sqrt{2} \mu R_a U_{\text{вх}}}{\pi(R_i + R_a)} \sqrt{1 - \frac{1}{2} \left(\frac{U_{a_0} - \mu U_{\text{см}}}{E_a \pm \mu U_{\text{вх}}}\right)^2}. \quad (275)$$

Для небольших входных сигналов величина второго члена, находящегося под корнем, всегда оказывается намного меньше единицы. Поэтому с достаточной степенью точности можно полагать

$$U_{\text{вых}_{\text{средн}}} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \mu \frac{R_a}{R_i + R_a} U_{\text{вх}}. \quad (276)$$

Это выражение может быть сведено к виду выражения (267), если положить

$$\mu_{\text{фy}} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \mu = \frac{\mu}{2,22} \approx \frac{\mu}{2}, \quad (277)$$

т. е. коэффициент усиления фазочувствительного усилителя (см. рис. 139) оказывается примерно вдвое меньше коэффициента усиления схем с питанием анодной цепи от источника постоянного тока. Для схемы, изображенной на рис. 140, а,  $\mu_{\text{фy}} \approx \mu$ , так как в этом случае на сетки поступает полное значение входного напряжения.

Если нагрузка фазочувствительного усилителя носит комплексный характер, то расчет значительно усложняется, так как процессы изменения анодного тока описываются тогда уже дифференциальными уравнениями.

Большой интерес представляет анализ переходных процессов в фазочувствительных усилителях с комплексной нагрузкой.

Практикуемый часто прием, когда нагрузку рассматривают как фильтр, который получает питание от напряжения постоянного тока, соответствующего среднему значению выходного напряжения выпрямителя, является, конечно, грубым приближением. Однако достаточно простые инженерные методы расчета в настоящее время отсутствуют.

## 10. ТИРАТРОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

В тиратронных усилителях используются паро- или газонаполненные трех- и четырехэлектродные лампы, которые благодаря ионному характеру проводимости дают значительно бóльшие выходные мощности, чем вакуумные лампы (анодные токи тиратронов достигают десятков ампер, а выходные мощности — нескольких киловатт).

Простейшая схема тиратронного усилителя внешне подобна схеме нереверсивного электронного усилителя (см. рис. 132). Однако процессы в тиратроне сильно отличаются от процессов в вакуумных лампах. Путем изменения входного напряжения можно управлять лишь моментом зажигания тиратрона, т. е. моментом возникновения газового разряда между катодом и анодом. До момента зажигания анодная цепь тиратрона является разорванной, так как сопротивление тиратрона можно полагать равным бесконечности. После зажигания падение напряжения на тиратроне  $U_{ae}$  составляет 15—25 в и не зависит от силы анодного тока  $I_a$  и от напряжения на сетке  $U_g$ . Другими словами, после зажигания тиратрона напряжение на сетке перестает управлять анодным током, что происходит из-за нейтрализации поля сетки положительными ионами.

Таким образом тиратронный усилитель, собранный по схеме, приведенной на рис. 132, будет представлять собой бесконтактное реле с характеристикой, показанной на рис. 146. Параметры характеристики такого реле будут определяться следующими выражениями:

$$I_n = \frac{E - U_{ae}}{R_n};$$

$$U_{ср\text{аб}} = |U_{cm}| - |U_{g3}|,$$

где  $U_{g3}$  — напряжение на сетке, при котором происходит зажигание тиратрона.

Для отпускания тиратронного реле необходимо либо отключать цепь анодного питания, либо снижать величину анодного напряжения.

При использовании второго способа гашения тиратрона часто применяют схему, приведенную на рис. 147.

В исходном положении в данной схеме оба тиратрона не горят. При подаче напряжения  $U_{вх}$  на левый тиратрон происходит его зажигание. После зажигания потенциал анода 1 падает и конденсатор  $C$  заряжается на величину  $E_a - U_{аэ}$ . Для гашения основного левого тиратрона на правый тиратрон подается напряжение  $U_{гаш}$ . Под действием этого напряжения правый тиратрон

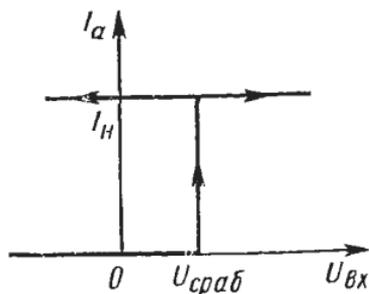


Рис. 146. Статическая характеристика бесконтактного реле с тиратроном

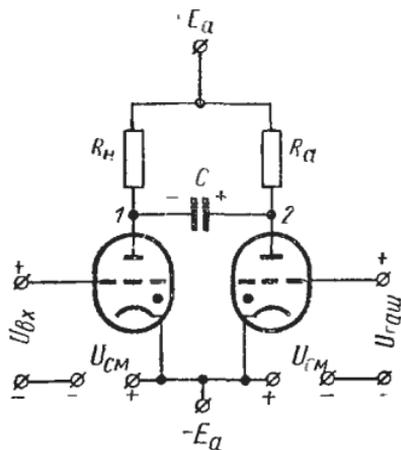


Рис. 147. Схема гашения тиратрона

зажигается и потенциал анода 2 падает. Так как конденсатор  $C$  не может мгновенно разрядиться, то это приводит к дальнейшему снижению потенциала анода 1 и гашению основного тиратрона. При этом необходимо, чтобы с подачей напряжения  $U_{гаш}$  сигнал  $U_{вх}$  был снят, иначе после разряда конденсатора  $C$  основной тиратрон снова загорится. Поэтому в данной схеме целесообразно для зажигания тиратронов использовать импульсное напряжение.

С целью получения непрерывных статических характеристик питание анодных цепей тиратронов осуществляют от источников переменного напряжения (рис. 148). Моментами зажигания тиратрона, а следовательно, и длительностью импульсов анодного тока управлять можно с помощью входного напряжения  $U_{вх}$ . Форма получающихся при чисто активной нагрузке импульсов тока показана на рис. 148, б.

Как и в случае электронных усилителей, в тиратронном усилителе может быть использована как постоянная, так и переменная составляющая анодного тока и соответственно выходного напряжения  $U_{вых}$ .

Обычно в качестве усилителей с выходом на переменном токе используются более надежные магнитные усилители, имеющие тот же порядок мощности выходного сигнала.

Входное напряжение также может быть как постоянным, так и переменным, причем входное напряжение обычно имеет ту же частоту, что и напряжение источника питания.

Большую четкость зажигания и увеличение диапазона изменения тока  $I_a$  дает фазовый метод управления тиратроном, когда амплитуда входного напряжения  $U_{ax}$  остается неизменной, а изменяется сдвиг фаз этого напряжения относительно напряжения

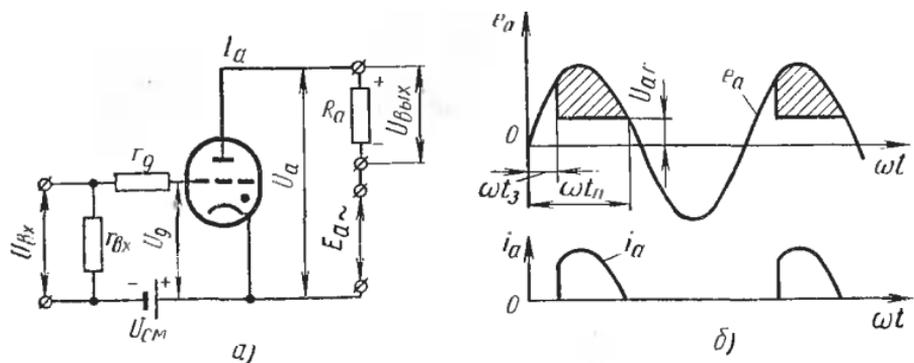


Рис. 148. Простейший тиратронный усилитель:

*a* — принципиальная схема; *б* — форма анодного тока при активной нагрузке

источника питания анодной цепи (опорное напряжение), т. е. в этом случае должна быть предварительно осуществлена фазовая модуляция входного напряжения.

Более распространенной в системах автоматического регулирования является амплитудная модуляция. Она заключается в том, что амплитуда напряжения есть функция действующего в системе сигнала, а фаза остается неизменной и лишь опрокидывается при изменении знака сигнала. Амплитудная модуляция имеет место при амплитудном методе управления тиратроном. В том случае, когда напряжение смещения  $U_{cm}$  выбирают переменным с некоторым постоянным сдвигом фаз по отношению к опорному напряжению  $E_a$ , напряжение на сетке  $U_g$ , образующееся в результате сложения напряжения смещения и входного напряжения, будет менять свою фазу при изменении величины входного напряжения, т. е. этот случай сводится к фазовому управлению.

Действительно, пусть

$$U_{ax} = U_{axm} \sin \omega t$$

$$U_{cm} = U_{cmm} \sin (\omega t - \varphi).$$

Приняв  $\varphi = \frac{\pi}{2}$ , напряжение на сетке согласно выражению (261) будет определяться как

$$U_g = U_{вх m} \sin \omega t - U_{см m} \cos \omega t.$$

Если в данном выражении произвести следующие замены:

$$U_{вх m} = U_{gm} \cos \psi;$$

$$U_{см m} = U_{gm} \sin \psi,$$

то получим

$$U_g = U_{gm} \cos \psi \sin \omega t - U_{gm} \sin \psi \cos \omega t$$

или

$$U_g = U_{gm} \sin (\omega t - \psi), \quad (278)$$

где

$$U_{gm} = \sqrt{U_{вх m}^2 + U_{см m}^2},$$

$$\psi = \text{arc tg } \frac{U_{см m}}{U_{вх m}},$$

что и требовалось доказать.

Приведенная на рис. 148, а схема является нереверсивной, так как полярность выходного напряжения в ней меняться не может.

Реверсивные схемы на тиратронах могут быть получены аналогично реверсивным схемам на электронных лампах.

Следует помнить, что частота анодного питания не может быть повышена более нескольких тысяч герц, так как процесс зажигания тиратронов занимает 5—10 мксек, а процесс погасания — 20—100 мксек.

В системах автоматического регулирования тиратронные усилители обычно могут рассматриваться как пропорциональные звенья.

Ионный характер проводимости тиратрона вызывает появление значительных сеточных токов, поэтому мощность, потребляемая на входе тиратронных усилителей, значительно больше, чем мощность электронных усилителей, и имеет порядок милливатт. Поскольку и выходные мощности тиратронных усилителей значительно больше, коэффициент усиления мощности у них не меньше, чем у электронных усилителей.

## 11. РАСЧЕТ СТАТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ТИРАТРОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Как и в случае электронных фазочувствительных усилителей, ограничимся рассмотрением случая чисто активной нагрузки  $R_a$ . Рассмотрим расчет статической характеристики  $U_{вых cред} = f(U_{вх})$  для схемы, изображенной на рис. 148, а.

Выражение для мгновенных значений импульсов выходного напряжения (см. рис. 148, б) имеет вид

$$U_{\text{вых}} = i_a R_a = E_{am} \sin \omega t - U_{a2},$$

где  $U_{a2}$  — напряжение горения тиратрона.

Среднее значение выходного напряжения соответственно определится следующим образом:

$$\begin{aligned} U_{\text{выхср}} &= \frac{1}{2\pi} \int_{\omega t_3}^{\omega t_n} U_{\text{вых}} d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega t_3}^{\omega t_n} (E_{am} \sin \omega t - U_{a2}) d(\omega t) = \\ &= \frac{1}{2\pi} [E_{am} (\cos \omega t_3 - \cos \omega t_n) - U_{a2} (\omega t_n - \omega t_3)]. \end{aligned} \quad (279)$$

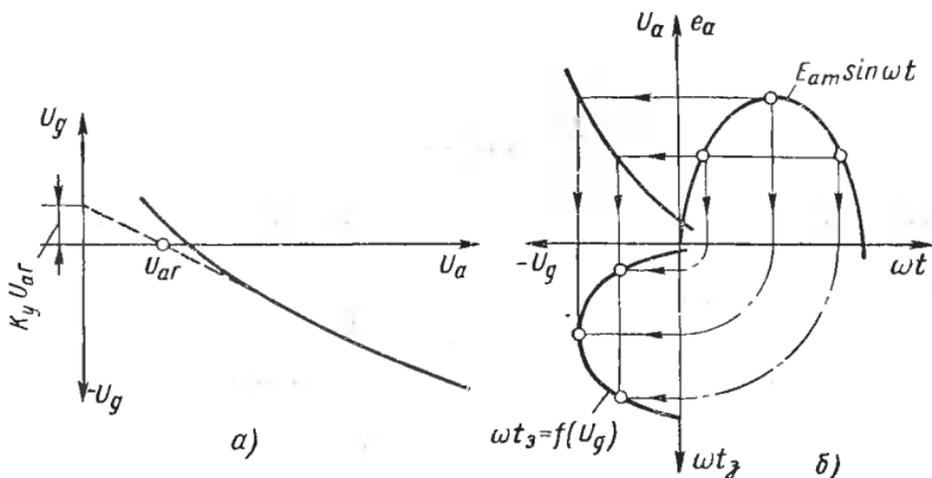


Рис. 149. Характеристики тиратрона:

а — характеристика зажигания; б — линия зажигания  $\omega t_3 = f(U_g)$

Верхний предел интегрирования  $\omega t_n$  является углом, который соответствует прекращению импульса анодного тока. Его трудно найти из условия

$$E_{am} \sin \omega t_n = U_{a2},$$

откуда

$$\omega t_n = \arcsin \frac{U_{a2}}{E_{am}}. \quad (280)$$

Для определения нижнего предела интегрирования  $\omega t_3$ , который является углом зажигания тиратрона, используется характеристика зажигания, представленная на рис. 149\*.

\* Реальные характеристики зажигания тиратронов обладают значительной областью разброса, обусловленной влиянием температуры, падением напряжения на сопротивлении вследствие сеточных токов и т. д.

С помощью кривой зажигания можно быть найден угол  $\omega t_s$ . Эта операция может быть выполнена как графически, так и аналитически.

При графическом методе определения угла зажигания строится так называемая линия зажигания, представляющая собой график зависимости угла зажигания от величины сеточного напряжения:

$$\omega t_s = f(U_g).$$

Построение линии зажигания выполняется на основании кривой изменения напряжения анодного питания  $e_a = E_{am} \sin \omega t$  и характеристики зажигания.

Данное построение показано на рис. 149, б.

В случае аналитического метода характеристика зажигания обычно аппроксимируется прямой линией, отсекающей на оси абсцисс отрезок  $U_{a2}$ , а на оси ординат — соответственно отрезок  $K_y U_{a2}$  (рис. 149, а), где

$$K_y = \frac{U_g}{U_a} = \text{const} \quad (281)$$

представляет собой коэффициент управления тиратрона. Тогда уравнение характеристики зажигания может быть представлено (без учета знака  $K_y$ ) в виде

$$U_g = K_y (U_a - U_{a2}). \quad (282)$$

Для постоянного или, точнее, медленно меняющегося входного напряжения, когда тиратрон работает в качестве усилителя постоянного тока, согласно выражению (261) имеем

$$U_g = U_{ex} + U_{cm}$$

(без учета знака  $U_{cm}$ ). До момента зажигания все напряжение источника питания  $e_a$  является анодным напряжением, т. е.

$$U_a = E_{am} \sin \omega t.$$

Запишем уравнение (282) для мгновенных значений анодного напряжения

$$U_{ex} + U_{cm} = K_y (E_{am} \sin \omega t_s - U_{a2}),$$

откуда

$$\omega t_s = \arcsin \frac{U_{ex} + U_{cm} + K_y U_{a2}}{K_y E_{am}}. \quad (283)$$

Во многих случаях напряжение источника анодного питания значительно превосходит величину напряжения горения тиратрона, поэтому приближенно можно положить  $U_{a2} = 0$ . Тогда

$$\omega t_n = \pi;$$

$$\omega t_s = \arcsin \frac{U_{ex} + U_{cm}}{K_y E_{am}}.$$

На основании выражения (279) получаем

$$U_{\text{вых средн}} = \frac{E_{am} (1 + \cos \omega t_s)}{2\pi} \quad (284)$$

или, выражая зависимость  $U_{\text{вых средн}} = f(U_{\text{вх}})$  в явной форме,

$$U_{\text{вых средн}} = \frac{E_{am}}{2\pi} \left[ 1 + \sqrt{1 - \left( \frac{U_{\text{вх}} + U_{cm}}{K_y E_{am}} \right)^2} \right]. \quad (285)$$

Так как физический смысл могут иметь только действительные значения корня, то в рассматриваемом случае управления среднее значение выходного напряжения может меняться в пределах от

$$U_{\text{вых средн max}} = \frac{E_{am}}{\pi},$$

когда значение корня равно единице, до

$$U_{\text{вых средн min}} = \frac{E_{am}}{2\pi},$$

когда значение корня равно нулю. Дальнейшее уменьшение входного напряжения сопровождается скачкообразным падением выходного напряжения до нуля, в чем нетрудно убедиться из рассмотрения графика линии зажигания.

При управлении тиратроном с помощью переменного напряжения как при способе с фазовой модуляцией, так и при способе с амплитудной модуляцией с переменным напряжением смещения напряжение на сетке определяется выражением (278). Поэтому, используя уравнение (282), получаем

$$U_{gm} \sin(\omega t_s - \psi) = K_y [E_{am} \sin \omega t_s - U_{ae}]. \quad (286)$$

Решая это тригонометрическое уравнение относительно угла зажигания  $\omega t_s$  и используя справедливые и в этом случае выражения (279) и (280), можно рассчитать требуемую характеристику.

Если можно допустить, что  $U_{ae} \approx 0$ , то выражение (286) упрощается:

$$U_{gm} \sin(\omega t_s - \psi) = K_y E_{am} \sin \omega t_s,$$

откуда

$$\omega t_s = \arctg \frac{U_{gm} \cos \psi - K_y E_{am}}{U_{gm} \sin \psi}, \quad (287)$$

причем упрощенное выражение (284) остается справедливым и в данном случае.

Для построения полупроводниковых усилителей в качестве управляющих устройств используются полупроводниковые триоды (транзисторы) и тиристоры, изготовляемые из германия или кремния с соответствующими примесями.

Полупроводники отличаются тем, что при сравнительно слабых внешних воздействиях (электрическое поле, температура и пр.) они резко меняют величину своего сопротивления. При этом, как известно, в зависимости от примесей различают электронную проводимость ( $n$ -проводимость) и дырочную проводимость ( $p$ -проводимость).

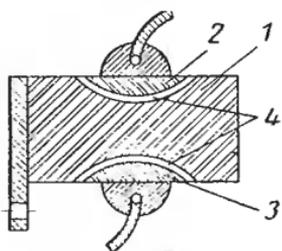


Рис. 150. Устройство плоскостного транзистора:

1 — средняя область; 2 и 3 — внешние области с одинаковым характером проводимости; 4 — переходные области

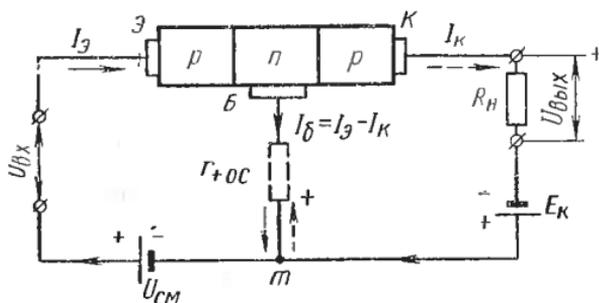


Рис. 151. К пояснению эффекта усиления в полупроводниковом усилителе (схема усилителя постоянного тока с общей базой)

Имеются две основные конструктивные формы транзисторов: плоскостная и точечная.

Плоскостной транзистор (рис. 150) состоит из трех основных областей 1, 2 и 3, отделенных переходными областями 4. Средняя область 1 обладает проводимостью обратного вида по отношению к внешним областям 2 и 3. Если средняя область обладает  $n$ -проводимостью, то транзистор относится к типу  $p-n-p$ ; если средняя область обладает  $p$ -проводимостью, то транзистор относится к типу  $n-p-n$ . Каждая из трех основных областей имеет контакт с массивными металлическими выводами. Вывод от средней области называется базой или основанием. Один из выводов от внешних областей называется эмиттером (излучателем зарядов), другой — коллектором (собирателем зарядов). Геометрия областей с одинаковым характером проводимости 2 и 3 различна, и это определяет разницу между эмиттером и коллектором.

Рассмотрим действие усилителя, собранного на плоскостном транзисторе, который включен по схеме с общей базой (рис. 151). Эта схема наиболее удобна для уяснения эффекта усиления. Происходящие в кристалле явления будем рассматривать упрощенно.

Полярности источников напряжения цепи коллектора  $E_k$  и источника напряжения смещения  $U_{см}$  всегда являются противо-

положными, причем полярность  $E_k$  соответствует непроводящему направлению кристалла, а полярность  $U_{см}$  — проводящему.

На схеме указаны полярности для транзисторов типа  $p-n-p$ . Следует помнить, что для транзисторов типа  $n-p-n$  полярности должны быть изменены на обратные.

Представим себе, что напряжение между базой  $B$  и эмиттером  $\mathcal{E}$  равно нулю и в схеме действует только напряжение  $E_k$ . Поскольку последнее приложено к кристаллу в непроводящем направлении, сопротивление кристалла между коллектором и базой будет весьма большим и ток  $I_{к0}$  в цепи коллектора и нагрузки  $R_n$ , являющийся выходным током усилителя, будет незначительным по величине, даже если напряжение  $E_k$  имеет порядок десятков или сотен вольт. Если между базой и эмиттером приложено напряжение проводящей полярности, то даже при весьма небольшой величине последнего (доли вольта) между эмиттером и базой должен возникнуть ток  $I_з$ , который в данной схеме служит входным током усилителя. Но так как одновременно с входным напряжением действует и напряжение  $E_k$ , излучаемый эмиттером внутрь полупроводника поток зарядов — электронов или дырок — попадает по пути к базе в гораздо более интенсивное электрическое поле между коллектором и базой и увлекается к коллектору. В результате к базе обычно попадает лишь несколько процентов излучаемых эмиттером зарядов, а большая их часть (более 90%) увлекается коллектором, т. е. в цепи коллектора и нагрузки появляется ток  $I_k$ , который только на несколько процентов меньше тока эмиттера  $I_э$ .

Происходит как бы инъеция (впрыскивание) излучаемых эмиттером зарядов в пространство между коллектором и базой, что сопровождается уменьшением сопротивления этого участка и появлением тока в цепи коллектора, несмотря на непроводящую полярность подведенного к нему напряжения.

Поскольку токи эмиттера и коллектора, т. е. входной и выходной токи усилителя, приблизительно одинаковы, а напряжения, действующие в цепи коллектора, из-за большего сопротивления этой цепи могут быть гораздо более высокими, чем в цепи эмиттера, подобная схема может давать усиление по напряжению и по мощности. Малыми изменениями входного напряжения за счет инъеции зарядов удается сильно изменять величину сопротивления между коллектором и базой и вызывать гораздо большие изменения падения напряжения на нем, а следовательно, и на нагрузке  $R_n$ . Напряжение смещения  $U_{см}$  выполняет в этих усилителях ту же роль, что и в электронных. Коэффициент усиления тока в схеме с общей базой, выполненной на плоскостных транзисторах обычного исполнения, меньше единицы.

Как видно из сказанного, конструкция транзисторов такова, что они легко переносят любые ускорения, даже беспилотной авиации, и эти ускорения совершенно не влияют на работу усилителей.

Срок службы транзисторов составляет несколько десятков тысяч часов, аварийные выходы транзисторов из строя при достаточной влагозащищенности и соответствующем температурном режиме весьма редки.

Отсутствие накальных устройств сопровождается не только резким уменьшением потребляемой мощности, но и значительным уменьшением габаритов и веса (в 10—20 раз) по сравнению с ламповыми усилителями, поскольку меньшая величина выделяемого тепла требует и меньших размеров для его рассеивания. Возможность применения низких напряжений источника питания сама по себе также является большим достоинством.

Отсутствие накала означает постоянную готовность полупроводникового усилителя к действию. Но при этом следует иметь в виду, что включение усилителя сопровождается нагреванием полупроводника, и в течение того времени, пока его температура не установится (несколько минут), параметры усилителя подвержены значительным изменениям. Это объясняется температурной нестабильностью полупроводниковых усилителей, которая является их главным недостатком.

Изготавливаемые в настоящее время транзисторы отличаются большей, чем у электронных ламп, нестабильностью параметров во времени и большим разбросом параметров от экземпляра к экземпляру. Однако в результате совершенствования технологии эти недостатки довольно быстро уменьшаются.

Для распространенных в автоматике частот сигналов полупроводниковые усилители могут рассматриваться как безынерционные звенья. Лишь на частотах выше нескольких десятков килогерц начинает проявляться влияние межэлектродных емкостей, а также сказывается невысокая скорость диффузии дырок.

### 13. ОСНОВНЫЕ СХЕМЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Полупроводниковые триоды, как и триоды вакуумные, могут включаться в усилительные схемы тремя различными способами с точки зрения мест подачи входного и снятия выходного напряжения.

Схема полупроводникового усилителя с общей базой (см. рис. 151) соответствует редко применяемой в автоматике схеме электронного усилителя с общей сеткой. Полупроводниковый усилитель с общим коллектором соответствует электронному усилителю с общим анодом — катодному повторителю (см. рис. 134), а схема с общим эмиттером (рис. 152, а) — наиболее распространенной схеме электронного усилителя с общим катодом (см. рис. 132). Переход от одной схемы к другой одинаковым образом видоизменяет параметры усилителя. Так, переход от схемы с общим эмиттером к схеме с общим коллектором для плоскостного

триода сопровождается, как и переход от схемы электронного усилителя с общим катодом к схеме с общим анодом, уменьшением коэффициента усиления по напряжению приблизительно до 1, но в то же время — повышением стабильности работы, а также, что

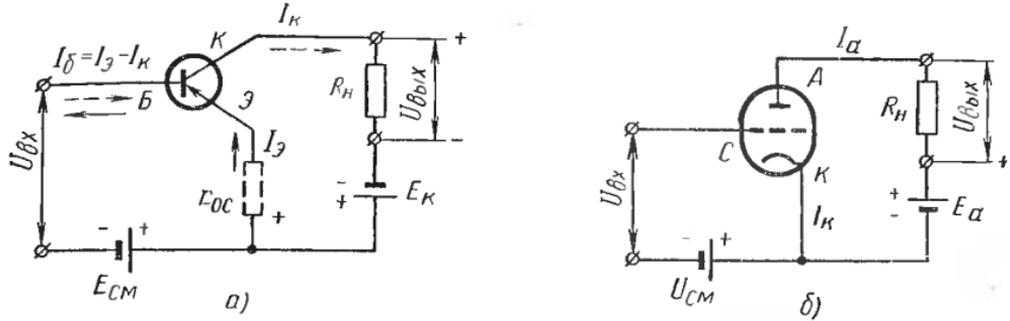


Рис. 152. Сопоставление полупроводниковой и ламповой схемы усилителей: а — схема полупроводникового усилителя с общим эмиттером; б — схема лампового усилителя с общим катодом

очень важно для полупроводниковых усилителей, повышением входного сопротивления (от сотен ом до десятков тысяч ом) и уменьшением выходного сопротивления (от сотен тысяч ом до сотен ом)<sup>1</sup>.

Большая величина тока базы  $I_б$ , который является в данной схеме входным током, обуславливает малую (по сравнению с электронной лампой) величину входного сопротивления полупроводникового триода, поскольку

$$r_{вх} = \frac{U_{вх}}{I_{вх}} = \frac{U_{вх}}{I_б}$$

Это обстоятельство имеет немаловажное значение, так как затрудняет каскадное включение усилителей.

При выполнении усилительных схем стараются избегать отдельных источников для создания напряжения смещения  $U_{см}$ . Один из возможных вариантов схемы с одним общим источником питания  $E_к$  (рис. 152, а) и делителем напряжения  $r_1$ ,  $r_2$  дан на рис. 153. Делитель шунтирует вход триода и увеличивает потребление энергии от источника сигнала. Поэтому часто входной сигнал подается непосредственно на резистор  $r_2$ . В этом случае происходит уже не суммирование входного напряжения и напряжения смещения, а суммирование соответствующих токов.

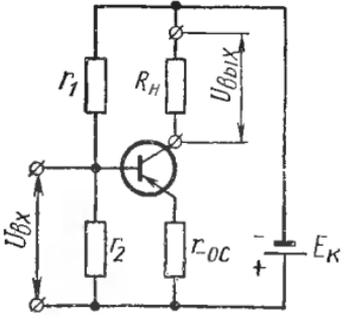


Рис. 153. Вариант схемы, изображенной на рис. 152, а, с общим источником питания для коллектора и эмиттера

<sup>1</sup> Указанные величины являются ориентировочными и относятся к динамическим (дифференциальным) сопротивлениям.

Наибольшее практическое значение, если не считать триггерных схем, имеют полупроводниковые усилители низкой частоты и полупроводниковые (фазочувствительные) усилители. Полупроводниковые усилители постоянного тока (во всяком случае на распространенных германиевых триодах) обладают еще большим, чем электронные усилители постоянного тока, дрейфом нуля и поэтому в системах автоматического регулирования применяются реже.

Невысокая стабильность параметров полупроводниковых усилителей можно обычно уменьшить понижением коэффициента

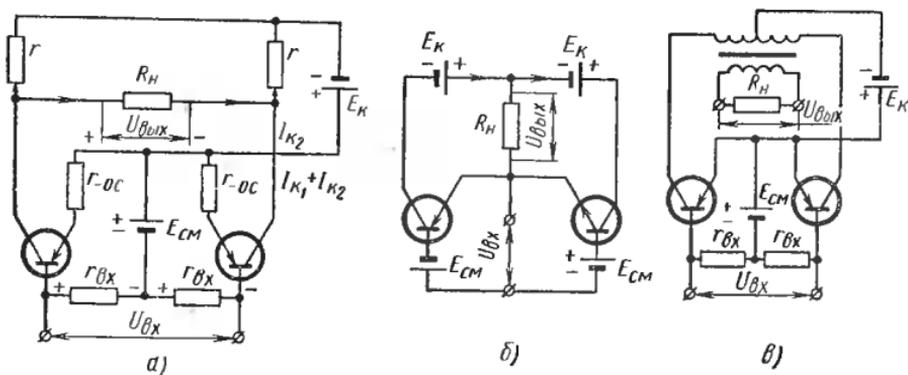


Рис. 154. Некоторые схемы реверсивных транзисторных усилителей:

а — усилитель постоянного тока на транзисторах типа  $p-n-p$ ; б — усилитель постоянного тока на разнотипных транзисторах; в — усилитель переменного тока

усиления по напряжению с помощью отрицательной обратной связи, которая обычно достигается включением резистора  $r_{oc}$  в цепь эмиттера (рис. 152, а).

Схема реверсивного мостового усилителя постоянного тока со стабилизирующими обратными связями приведена на рис. 154, а (см. рис. 133); резисторы  $r_{вх}$  введены в схему лишь для обеспечения подачи на вход левого и правого транзисторов напряжений, находящихся в противофазе.

Применение отрицательных обратных связей позволяет устранить разброс и изменение в процессе работы параметров транзисторов. Для увеличения выходной мощности усилителя целесообразно их параллельное включение.

Если в схеме (рис. 154, а) убрать резисторы  $r_{oc}$  и ввести взаимную положительную связь между транзисторами, то получим схему полупроводникового триггера (см. рис. 170).

Различные схемы неревверсивных и реверсивных полупроводниковых усилителей в принципе могут быть построены так же, как и соответствующие схемы ламповых усилителей. Однако такие решения не всегда являются оптимальными. Это объясняется трудностью согласования каскадов, а также особенностями транзисторов ввиду симметрии последних.

Симметрия одиночного транзистора проявляется в том, что свойства транзисторов не изменяются, если поменять местами эмиттер и коллектор.

Дополнительная симметрия позволяет в схемах усилителей в зависимости от типа транзистора подавать на коллектор положительный (для транзистора типа  $n-p-n$ ) и отрицательный (для транзистора типа  $p-n-p$ ) потенциалы.

В схемах усилителей с вакуумными лампами на аноде последних всегда имеет место положительный потенциал.

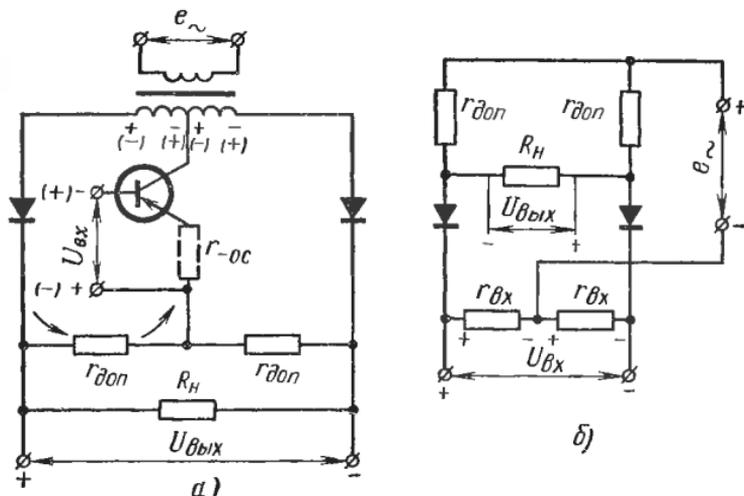


Рис. 155. Реверсивные фазочувствительные усилители:

а — диодно-триодная схема; б — диодная схема

В дифференциальной схеме (рис. 154, б), которую невозможно выполнить на электронных лампах, использованы разнотипные триоды. Это дало возможность при удвоении числа источников питания избавиться от входных и коллекторных резисторов.

На рис. 154, в дана двухполупериодная мостовая схема усилителя переменного тока с двумя однотипными триодами, построенная аналогично схеме электронного усилителя (см. рис. 137).

В настоящее время ведется интенсивная разработка и сравнение различных вариантов схем полупроводниковых усилителей.

Схема реверсивного фазочувствительного усилителя, которая возникла в связи с невозможностью получить достаточно высокое сопротивление у полупроводниковых фазочувствительных усилителей, построенных по принципу электронных, приведена на рис. 155, а. Это объясняется главным образом тем, что при изменении полярности питающего переменного напряжения  $e_{k\sim}$  сказывается симметрия одиночного транзистора. Электрод, который в полупериод одного знака выполнял функцию коллектора, на которую он и рассчитан, в следующий полупериод приобретает обратную полярность относительно основания и становится как бы

эмиттером, причем питающее напряжение к нему приложено в проводящем направлении. Это вызывает уменьшение сопротивления со стороны входа. Поскольку на электроде, который рассчитан на выполнение функции эмиттера, в этот период времени входной сигнал также создает обратную полярность, этот электрод временно становится как бы коллектором и усилитель потребляет значительный входной ток.

Схема, свободная от этого недостатка, является развитием известной реверсивной мостовой схемы фазочувствительного выпрямителя, которая чаще всего выполняется на полупроводниковых диодах (рис. 155, б).

На последней схеме напряжение питания источника переменного тока  $e_{\sim}$  подается в одну диагональ моста, выходное напряжение (имеется в виду его постоянная составляющая) снимается с другой диагонали. Вспомогательные резисторы  $r_{дон}$  отделены от входных резисторов выпрямителями. Заметим, что входное напряжение часто подается в мост через трансформатор с выведенной на вторичной обмотке средней точкой. В этом случае надобность во входных резисторах отпадает. Входное напряжение, как и в ранее рассмотренных фазочувствительных схемах, имеет ту же частоту, что и напряжение питания, а фазы их либо совпадают, либо противоположны.

Если входное напряжение равно нулю, то выпрямители будут одновременно пропускать ток в один из полупериодов питающего напряжения и запираются в последующий полупериод. Токи, протекающие через вспомогательные резисторы  $r_{дон}$ , одинаковы по величине и противоположны по направлению, а потому выходное напряжение равно нулю. При появлении сигнала на выпрямителях действует уже сумма питающего и входного напряжений. Если, например, напряжение на левом входном резисторе совпадает по фазе с питающим (полярности для этого случая указаны на схеме), то ток, протекающий через левый вентиль, уменьшится. В правом же вентиле ток при этом увеличится, так как падение напряжения на правом входном сопротивлении будет иметь обратную фазу и будет складываться с напряжением питания. В результате этого падения напряжения на левом и правом вспомогательных резисторах<sup>1</sup> будут различными по величине и на выходе появится постоянная составляющая. Нетрудно видеть, что при изменении фазы входного напряжения изменится полярность постоянной составляющей выходного напряжения. Для обеспечения работы схемы входное напряжение должно быть значительно меньше напряжения питания.

---

<sup>1</sup> Во многих случаях роль вспомогательных резисторов может выполнять сама нагрузка. Так, при работе усилителя на вход электромашиного усилителя вместо вспомогательных резисторов подсоединяются две противоположно включенные входные обмотки.

Схема, изображенная на рис. 155, а, получает питание через трансформатор с выведенной средней точкой, а входной сигнал подается через транзистор. Если появляется входной сигнал, то для момента, соответствующего указанным на схеме полярностям, входное напряжение соответствует проводящему потенциалу эмиттера. Проводящий потенциал на коллекторе создается левой половиной питающего трансформатора, и в левой половине схемы возникает ток, направление которого указано стрелкой (при отсутствии входного сигнала сопротивление транзистора велико и ток в левой половине схемы практически равен нулю). Протеканию тока в правой половине схемы препятствует правый диод. Полярности для следующего полупериода указаны в скобках. В этот полупериод проводящий потенциал на коллекторе создается правой половиной питающего трансформатора, но потенциал эмиттера стал отрицательным и ток в правой половине по-прежнему равен нулю. Левая половина трансформатора делает потенциал коллектора по отношению к базе положительным, но симметрия транзистора здесь не проявляется, так как прохождению тока в левой части схемы препятствует левый диод. Следовательно, в этот полупериод токи в схеме равны нулю.

При указанной фазе входного напряжения работает только левая часть схемы. При опрокидывании фазы входного напряжения начинает работать правая часть схемы и соответственно изменяется полярность постоянной составляющей выходного напряжения. Показанный штриховой линией резистор цепи эмиттера  $r_{oc}$ , как и всегда, вводит отрицательную обратную связь. Введение этого резистора повышает стабильность работы и увеличивает величину входного сопротивления.

#### 14. ГРАФИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ СТАТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Рассмотрим расчет схемы, изображенной на рис. 151 и работающей в режиме усиления постоянного тока. Сопротивление обратной связи считается отсутствующим. В полупроводниковых усилителях даже при отсутствии специально вводимых обратных связей выходная цепь оказывает влияние на входную через сопротивления электродов. Кроме того, входной ток транзистора связан нелинейной зависимостью с входным напряжением. Это заставляет в отличие от электронных усилителей пользоваться при расчете не одним, а двумя семействами характеристик. Обычно применяются выходные (коллекторные) характеристики и входные (эмиттерные) характеристики. Выходные характеристики (первый квадрант на рис. 156) представляют собой семейство вольт-амперных характеристик  $I_k = f_1(U_k)$ , снятых на постоянном токе при различных значениях тока эмиттера  $I_s$ . Входные характеристики (третий квадрант на рис. 156) являются семейством вольт-амперных характеристик  $I_s = f_2(U_s)$ , снятых также на постоянном

при различных значениях тока коллектора  $I_K$  или напряжения на коллекторе  $U_K$  (под напряжениями  $U_K$  и  $U_E$  понимаются напряжение коллектора и эмиттера относительно базы).

Если на оси абсцисс отложить отрезок, соответствующий величине напряжения источника питания цепи коллектора  $E_K$ , и провести линию нагрузки под углом  $\alpha = \text{arccctg } R_H$ , то с помощью соответствующих построений можно получить зависимость  $I_K = f_3(I_E)$  (второй квадрант на рис. 156) при данном напряжении питания  $E_K$  и данном сопротивлении нагрузки  $R_H$ .

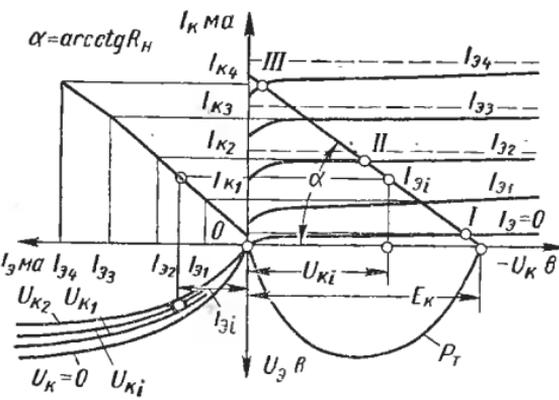


Рис. 156. Построение «динамической» переходной и «динамической» входной характеристики транзисторного усилителя

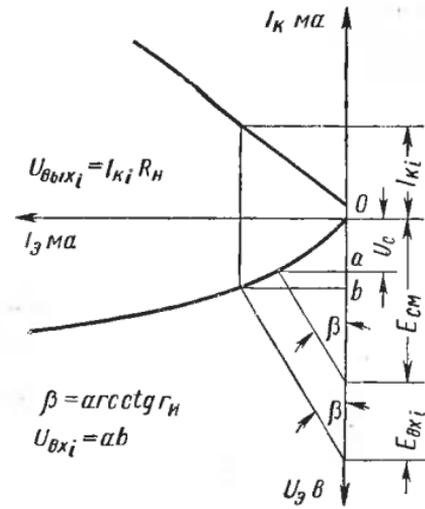


Рис. 157. К расчету статической характеристики транзисторного усилителя

Эта зависимость носит название переходной характеристики<sup>1</sup>, уравнение которой для линейной части можно записать в следующем виде:

$$I_K = I_{K_0} + \alpha I_E, \quad (288)$$

где  $I_K$  — ток коллектора;  
 $I_E$  — ток эмиттера;  
 $\alpha$  — коэффициент передачи тока эмиттера, определяемый соотношением  $\alpha = \left. \frac{\partial I_K}{\partial I_E} \right|_{U_K = \text{const}}$

Далее необходимо построить «динамическую» входную характеристику, т. е. зависимость  $I_E = f(U_E)$  при данном напряжении питания коллекторной цепи и данном сопротивлении нагрузки. Необходимые для получения этой характеристики построения для одного из значений эмиттерного тока  $I_{E1}$  показаны на рис. 156. Построенная таким образом динамическая входная характеристика, а также переходная характеристика представлены на рис. 157.

<sup>1</sup> Термин «переходная» ни в коей мере не означает, что эта зависимость характеризует переходные явления (не следует смешивать с понятием переходной функции).

$$U_{вых} = I_{\kappa} R_{\kappa}, \quad (289)$$

дальнейшее построение искомой статической характеристики усилителя  $U_{вых} = f(U_{вх})$  не представляло бы затруднений, если бы можно было непосредственно пользоваться очевидным выражением

$$U_{э} = U_{вх} + U_{см}. \quad (290)$$

Однако эмиттерная цепь потребляет от источника сигнала значительный ток, вызывая падение напряжения на внутреннем (выходном) сопротивлении источника сигнала  $r_u$ . Это явление усугубляется нелинейностью входного сопротивления транзистора. Поэтому обычно удобнее пользоваться не величиной входного напряжения  $U_{вх}$ , а величиной э. д. с. источника сигнала  $E_{вх}$  и величиной э. д. с. источника напряжения смещения  $E_{см}$ , т. е. применять выражение

$$E_{э} = E_{вх} + E_{см}. \quad (291)$$

Лишь в случае, когда  $r_{вх} \gg r_u$  (внутреннее сопротивление источника  $E_{см}$  полагается достаточно малым во всех случаях), соотношения (290) и (291) будут практически одинаковыми. В общем случае и для входной цепи приходится решать задачу о распределении напряжений между последовательно включенными нелинейным входным сопротивлением транзистора и сопротивлением источника сигнала  $r_u$ . На рис. 157 выполнено построение, которое позволило определить величину тока коллектора  $I_{\kappa_1}$ , а следовательно, и величину выходного напряжения  $U_{вых_1} = I_{\kappa_1} R_{\kappa}$ , соответствующего некоторому значению входной э. д. с.  $E_{вх}$  при наличии источника смещения с э. д. с.  $E_{см}$ . Передвигая линию сопротивления источника сигнала соответственно меняющейся величине входной э. д. с., можно построить зависимость  $U_{вых} = \varphi(E_{вх})$ , либо зависимость  $U_{вых} = f(U_{вх})$ , так как на основании выполненных построений входное напряжение, соответствующее входной э. д. с.  $E_{вх}$ ,

$$U_{вх_1} = \overline{ab}. \quad (292)$$

Используя графический метод расчета, легко уяснить эффективность отмеченного в п. 2, гл. II режима переключения. Для этого рассмотрим три положения рабочей точки на нагрузочной характеристике (точки I, II, III на рис. 156).

Положение, определяемое точкой I и называемое состоянием отсечки, характеризуется тем, что хотя напряжение  $U_{\kappa_6}$  велико (приблизительно равняется напряжению  $E_{\kappa}$ ), ток в цепи коллектора мал, поэтому мощность, рассеиваемая триодом  $P_T$ , также мала. Положение, определяемое точкой III (состояние насыщения),

также характеризуется небольшой величиной рассеиваемой мощности, так как в этом случае хотя ток  $I_{\kappa}$  и максимален (приблизительно равняется  $I_{\kappa} = \frac{E_{\kappa}}{R_{\kappa}}$ ), но напряжение  $U_{\kappa б}$  мало.

Положение, определяемое точкой *II*. (режим класса А), характеризуется током и напряжением, величины которых приблизительно равны половинным значениям  $I_{\kappa \max}$  и  $E_{\kappa}$ , и мощность рассеяния максимальна и приближенно определяется выражением

$$P_T \approx \frac{E_{\kappa}^2}{4R_{\kappa}}.$$

Кривая рассеиваемой мощности показана в четвертом квадранте (рис. 156). Если в режиме класса А значение тока колеблется относительно положения, определяемого точкой *II*, и мощность рассеяния максимальна, то в режиме переключения рабочая точка длительное время по сравнению с временем переключения (временем перехода транзистора из одного состояния в другое) находится либо в положении *I* (триод закрыт), либо в положении *III* (триод полностью открыт и сопротивление его минимальное). Поэтому основные потери в транзисторах происходят только в моменты переключения и будут минимальными. Такой режим усиления особенно эффективен для мощных выходных каскадов регулятора.

Графический метод расчета статических характеристик довольно нагляден и в принципе может быть применен для расчета самых разнообразных схем усилителей. Однако применяется он сравнительно редко не только из-за громоздкости, но и вследствие известной сложности снятия характеристик. К тому же разброс характеристик отдельных полупроводниковых триодов еще более значителен, чем у электронных ламп. Поэтому обычно используются упрощенные аналитические методы расчета в линейном приближении.

## 15. АНАЛИТИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

При аналитическом методе расчета полупроводниковых усилителей широкое применение получил метод, основанный на замещении транзистора линейным активным четырехполюсником с зависимым источником э. д. с. или тока от энергии, подводимой к входным зажимам.

Данное замещение основано на том, что транзисторы часто работают (например, в каскадах предварительного усиления) при малых входных сигналах, и поэтому их дифференциальные сопротивления (или проводимости) для выбранного режима могут считаться постоянными.

В соответствии с теорией четырехполюсников (рис. 158, а) состояние четырехполюсника характеризуется четырьмя переменными:  $I_{вх}$ ,  $I_{вых}$ ,  $U_{вх}$  и  $U_{вых}$ .

При этом любая пара из этих переменных может быть принята за независимые переменные. Если за независимые переменные при-

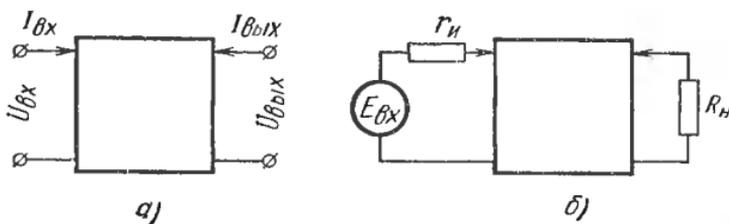


Рис. 158. Схемы четырехполюсника:  
а — ненагруженного; б — нагруженного

нять входной и выходной токи, то уравнения четырехполюсника в общем виде будут

$$\left. \begin{aligned} U_{вх} &= Z_{11}I_{вх} + Z_{12}I_{вых}; \\ U_{вых} &= Z_{21}I_{вх} + Z_{22}I_{вых}. \end{aligned} \right\} \quad (293)$$

На интересующих нас частотах в пределах нескольких сотен герц межэлектродные сопротивления транзисторов практически носят чисто активный характер, т. е. можно полагать

$$Z = r + jX \approx r.$$

Тогда после замены  $Z$  на  $r$  в уравнениях (293) имеем

$$\left. \begin{aligned} U_{вх} &= r_{11}I_{вх} + r_{12}I_{вых}; \\ U_{вых} &= r_{21}I_{вх} + r_{22}I_{вых}. \end{aligned} \right\} \quad (294)$$

Постоянные коэффициенты здесь имеют размерность сопротивлений и поэтому данная система уравнений называется системой  $r$ -параметров.

Если за независимые переменные приняты входное и выходное напряжения, то уравнения четырехполюсника запишутся следующим образом:

$$\begin{aligned} I_{вх} &= g_{11}U_{вх} + g_{12}U_{вых}; \\ I_{вых} &= g_{21}U_{вх} + g_{22}U_{вых}. \end{aligned}$$

Данная система называется системой  $g$ -параметров, так как постоянные коэффициенты имеют размерность проводимостей.

Из других форм записи уравнений четырехполюсников применительно к транзисторам достаточно перспективной, хотя и мало распространенной, является форма записи в  $h$ -параметрах,

при которой за независимые переменные приняты входной ток и выходное напряжение:

$$U_{ex} = h_{11}I_{ex} + h_{12}U_{вых};$$

$$I_{вых} = h_{21}I_{ex} + h_{22}U_{вых};$$

здесь параметры  $h_{12}$  и  $h_{21}$  безразмерны (коэффициент обратной связи в режиме холостого хода на входе и коэффициент усиления тока при коротком замыкании на выходе), параметр  $h_{11}$  имеет размерность сопротивления (входное сопротивление при коротком замыкании на выходе), а параметр  $h_{22}$  — размерность проводимости (выходная проводимость в режиме холостого хода на входе).

Система  $h$ -параметров представляет интерес потому, что каждый из параметров имеет ясный физический смысл и может быть достаточно просто измерен.

Таким образом, при использовании теории четырехполюсника свойства транзистора характеризуются параметрами  $r$ ,  $g$ ,  $h$  или другими в зависимости от выбранной системы параметров.

Зная параметры транзистора как четырехполюсника, можно составить выражения, которые характеризуют работу транзистора в усилительной схеме. Для этого рассмотрим четырехполюсник с подключенными источником сигнала с внутренним сопротивлением  $r_u$  и нагрузкой с сопротивлением  $R_H$ .

Учитывая, что при выбранных направлениях тока и напряжения на выходе

$$U_{вых} = -I_{вых}R_H, \quad (295)$$

из уравнения (294) получим

$$-R_H I_{вых} = r_{21}I_{ex} + r_{22}I_{вых}.$$

Отсюда коэффициент усиления схемы по току определяется выражением

$$K_I = \frac{I_{вых}}{I_{ex}} = -\frac{r_{21}}{r_{22} + R_H}. \quad (296)$$

Из другого уравнения (294) можно определить выражения для входного сопротивления схемы  $r_{ex}$ :

$$r_{ex} = \frac{U_{ex}}{I_{ex}} = r_{11} + r_{12}K_I$$

и с учетом выражения (296)

$$r_{ex} = r_{11} - r_{12} \frac{r_{21}}{r_{22} + R_H}$$

или

$$r_{ex} = \frac{\Delta + r_{11}R_H}{r_{22} + R_H}, \quad (297)$$

где

$$\Delta = r_{11}r_{22} - r_{12}r_{21}.$$

Для определения коэффициента усиления схемы по напряжению составим уравнение для входной цепи четырехполюсника

$$E_{вх} = r_u I_{вх} + U_{вх}. \quad (298)$$

Используя выражение (295), найдем

$$K_E = \frac{U_{вблх}}{E_{вх}} = -\frac{I_{вблх} R_H}{I_{вх} r_u + U_{вх}} = -\frac{I_{вблх}}{I_{вх}} \cdot \frac{R_H}{r_u + \frac{U_{вх}}{I_{вх}}}.$$

Отсюда

$$K_E = -K_I \frac{R_H}{r_u + r_{вх}}$$

или с учетом выражений (296) и (297)

$$K_E = \frac{r_{21} R_H}{r_u (r_{22} + R_H) + \Delta + r_{11} R_H}. \quad (299)$$

Если коэффициент усиления схемы по напряжению определяется как отношение  $\frac{U_{вблх}}{U_{вх}}$ , то выражение для данного коэффициента  $K_U$  можно получить из выражения (299), приравняв  $r_u = 0$ , так как в этом случае  $E_{вх} = U_{вх}$ . Поэтому

$$K_U = \frac{r_{21} R_H}{\Delta + r_{11} R_H}. \quad (300)$$

Выходное сопротивление транзистора определяется при  $E_{вх} = 0$ , поэтому уравнения (294) переписутся в следующем виде:

$$U_{вх} = -I_{вх} r_u = r_{11} I_{вх} + r_{12} I_{вблх};$$

$$U_{вблх} = r_{21} I_{вх} + r_{22} I_{вблх}.$$

Из последнего уравнения имеем

$$r_{вблх} = \frac{U_{вблх}}{I_{вблх}} = r_{22} + r_{21} \frac{I_{вх}}{I_{вблх}},$$

а из первого

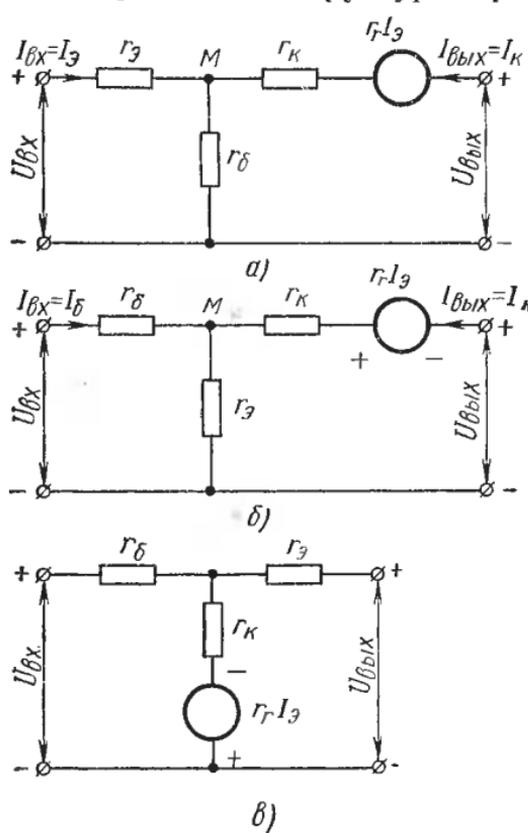
$$\frac{I_{вх}}{I_{вблх}} = -\frac{r_{12}}{r_{11} + r_u}.$$

Поэтому в окончательном виде получаем

$$r_{вблх} = r_{22} - \frac{r_{21} r_{12}}{r_{11} + r_u} = \frac{\Delta + r_{22} r_u}{r_{11} + r_u}. \quad (301)$$

Теперь установим связь между обобщенными параметрами в уравнениях четырехполюсника ( $r_{ij}$ ) и реальными параметрами транзистора.

Транзистор как четырехполюсник может быть замещен П-образной или Т-образной схемой. Наиболее часто транзисторы представляются в виде Т-образного четырехполюсника, состоящего из резисторов и источника напряжения или тока. Это связано с физической структурой транзистора и с большим удобством



измерения его параметров в Т-образной схеме замещения (вследствие значительного разброса параметров отдельных экземпляров полупроводниковых триодов часто приходится ориентироваться на приводимые в справочниках данные только приближенно, а затем определять эти параметры экспериментально).

На рис. 159 изображены Т-образные схемы замещения транзистора в системе  $r$ -параметров с генератором напряжения для трех видов его включения: с общей базой (рис. 159, а), с общим эмиттером (рис. 159, б), с общим коллектором (рис. 159, в).

Параметры схемы  $r_б$ ,  $r_э$  и  $r_к$  представляют собой как бы условно отнесенные к базе, эмиттеру и коллектору сопротивления некоторых частей объема полупроводника; точка М в действительности, конечно, не существует. Четвертый параметр схемы  $r_э$  также имеет размерность

Рис. 159. Т-образная схема замещения транзистора для малых сигналов в системе  $r$ -параметров:

а — включение с общей базой; б — включение с общим эмиттером; в — включение с общим коллектором

сопротивления и характеризует пропорциональную связь величины э. д. с. источника (генератора) со входным током этой схемы. Сопротивление  $r_э$  отнюдь нельзя рассматривать как внутреннее сопротивление генератора; последнее полагается равным нулю.

Для схемы замещения транзистора при включении его с общим эмиттером (рис. 159, б) нетрудно составить методом контурных токов следующие уравнения:

$$U_{вх} = (r_б + r_э) I_{вх} + r_э I_{вых};$$

$$U_{вых} + r_э I_э = r_э I_{вх} + (r_к + r_э) I_{вых}.$$

Учитывая, что соотношение для токов транзистора (см. рис. 151) имеет следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} I_{\vartheta} &= I_{\kappa} + I_{\bar{6}} \\ I_{\kappa} &= I_{\text{вых}}, \quad I_{\bar{6}} = I_{\text{вх}}, \end{aligned} \right\} \quad (302)$$

и получим

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{вх}} &= (r_{\bar{6}} + r_{\vartheta}) I_{\text{вх}} + r_{\vartheta} I_{\text{вых}}; \\ U_{\text{вых}} &= (r_{\vartheta} - r_r) I_{\text{вх}} + (r_{\kappa} + r_{\vartheta} - r_r) I_{\text{вых}}. \end{aligned} \right\} \quad (303)$$

Сопоставляя уравнения (303) с уравнениями четырехполосника (294), получим уравнения связи между параметрами транзистора, согласно схеме замещения, и параметрами транзистора как четырехполосника при включении транзистора по схеме с общим эмиттером:

$$\begin{aligned} r_{11\vartheta} &= r_{\bar{6}} + r_{\vartheta}; & r_{12\vartheta} &= r_{\vartheta}; \\ r_{21\vartheta} &= r_{\vartheta} - r_r; & r_{22\vartheta} &= r_{\kappa} + r_{\vartheta} - r_r. \end{aligned} \quad (304)$$

Аналогичным образом можно получить уравнения связи для других видов включения транзистора. Для схемы с общей базой будем иметь

$$\begin{aligned} r_{11\bar{6}} &= r_{\bar{6}} + r_{\vartheta}; & r_{12\bar{6}} &= r_{\bar{6}}; \\ r_{21\bar{6}} &= r_{\bar{6}} + r_r; & r_{22\bar{6}} &= r_{\kappa} + r_{\bar{6}} \end{aligned} \quad (305)$$

и для схемы с общим коллектором

$$\begin{aligned} r_{11\kappa} &= r_{\bar{6}} + r_{\kappa}; & r_{12\kappa} &= r_{\kappa} - r_r; \\ r_{21\kappa} &= r_{\kappa}; & r_{22\kappa} &= r_{\kappa} - r_r + r_{\vartheta}. \end{aligned} \quad (306)$$

Поэтому, измерив параметры транзистора как четырехполосника при любой из схем включения (например,  $r_{ij\vartheta}$ ) и используя соотношение (304)—(306), можно вначале определить параметры транзистора  $r_{\bar{6}}$ ,  $r_{\vartheta}$ ,  $r_{\kappa}$ ,  $r_r$  и затем определить параметры транзистора как четырехполосника для других схем включения ( $r_{ij\bar{6}}$ ,  $r_{ij\kappa}$ ).

Пользуясь уравнениями связи (304)—(306) и выражениями (296)—(301), нетрудно вывести соотношения между параметрами усилительной схемы с транзистором ( $K_I$ ,  $r_{\text{вх}}$ ,  $K_U$ ;  $r_{\text{вых}}$ ) и собственными параметрами транзистора.

Так, для схемы с общим эмиттером имеем

$$\begin{aligned} K_{I\vartheta} &= \frac{r_r - r_{\vartheta}}{r_{\kappa} + r_{\vartheta} - r_r + R_H}; \\ r_{\text{вх}\vartheta} &= \frac{r_{\vartheta}(r_{\bar{6}} + r_{\kappa}) + r_{\bar{6}}(r_{\kappa} - r_r) + R_H(r_{\vartheta} + r_{\bar{6}})}{r_{\kappa} + r_{\vartheta} - r_r + R_H}; \\ K_{E\vartheta} &= \frac{(r_{\vartheta} - r_r) R_H}{r_u(r_{\kappa} + r_{\vartheta} - r_r) + r_{\vartheta}(r_{\bar{6}} + r_{\kappa}) + r_{\bar{6}}(r_{\kappa} - r_r) + R_H(r_{\vartheta} + r_{\bar{6}} + r_u)}, \\ r_{\text{вых}\vartheta} &= \frac{r_{\vartheta}(r_{\kappa} + r_{\bar{6}}) + r_{\bar{6}}(r_{\kappa} - r_r) + r_u(r_{\kappa} + r_{\vartheta} - r_r)}{r_{\bar{6}} + r_{\vartheta} + r_u}. \end{aligned} \quad (307)$$

Большое распространение имеет другой вариант схемы замещения в системе  $r$ -параметров: схема с генератором тока, в которой четвертым параметром триода вместо сопротивления  $r_r$ , является коэффициент усиления по току, определяемый для схемы с общей базой:

$$\alpha = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_3} \text{ при } U_K = 0, \quad (308)$$

т. е. при короткозамкнутом выходе.

Из схемы, показанной на рис. 159, *a*, нетрудно определить коэффициент усиления по току как отношение выходного тока к входному и связать параметр  $\alpha$  с параметром  $r_r$ :

$$\alpha = \frac{r_b + r_r}{r_b + r_k}. \quad (309)$$

В результате экспериментальных исследований установлено, что всегда выдерживаются следующие соотношения:

$$r_b \ll r_k, \quad r_3 \ll r_k.$$

Поэтому выражение (309) для  $\alpha$  принимает следующий вид:

$$\alpha \approx \frac{r_r}{r_k}$$

и при расчете усилительных схем обычно пользуются следующими выражениями:

$$\begin{aligned} K_{I_3} &= \frac{\alpha}{1 - \alpha + \frac{R_H}{r_k}}; \\ r_{\text{вх}3} &= \frac{r_3 + r_b(1 - \alpha) + \frac{R_H}{r_k}(r_3 + r_b)}{1 - \alpha + \frac{R_H}{r_k}}; \\ K_{E_3} &= \frac{-\alpha R_H}{r_3 + (r_b + r_u)(1 - \alpha) + \frac{R_H}{r_k}(r_3 + r_b + r_u)}, \\ r_{\text{вых}3} &= r_k \frac{r_3 + (r_b + r_u)(1 - \alpha)}{r_b + r_3 + r_u}, \end{aligned} \quad (310)$$

а в случае часто встречающихся соотношений

$$R_H \ll r_k, \quad r_u \ll r_k$$

упрощенными выражениями:

$$\begin{aligned} K'_{I_3} &\approx \frac{\alpha}{1 - \alpha} = \beta; \\ r'_{\text{вх}3} &\approx \frac{r_3 + r_b(1 - \alpha)}{1 - \alpha}; \\ K'_{E_3} &\approx \frac{-\alpha R_H}{r_3 + (r_b + r_u)(1 - \alpha)}, \end{aligned} \quad (311)$$

При введении отрицательной обратной связи путем включения резистора с сопротивлением  $r_{oc}$  в цепь эмиттера приведенные выражения сохраняют справедливость, если в них подставлять вместо  $r_э$  величину  $(r_э + r_{oc})$ .

## 16. ОСОБЕННОСТИ АНАЛИТИЧЕСКОГО РАСЧЕТА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ФАЗОЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

В фазочувствительных полупроводниковых усилителях, как и в ламповых фазочувствительных усилителях, выходной величиной является постоянная составляющая напряжения на нагрузке. Поэтому в этом расчете в отличие от ранее рассмотренных случаев приходится учитывать не переменную составляющую выходного тока, накладывающуюся на ток покоя, соответствующий выбранной величине смещения  $U_{см}$ , а полные мгновенные значения токов в импульсах. Широкие пределы изменения величины этих токов сопровождаются и значительными изменениями параметров схем замещения усилителей, причем числовые значения этих параметров для полных значений токов существенно отличаются от приведенных ранее данных. Таким образом, в данном случае, вообще говоря, требуется нелинейная схема замещения.

Однако с учетом соотношения параметров самого транзистора и параметров других частей реальных усилительных схем и обязательного наличия стабилизирующих сопротивлений обратной связи  $r_{oc}$  в реальных усилительных схемах может быть использована упрощенная схема замещения транзистора в этом режиме с генератором тока, которая для варианта фазочувствительного усилителя с общим эмиттером (см. рис. 155, а) приводит к схеме замещения усилителя, показанной на рис. 160. При этом предполагается, что  $R_H \gg r_{дон}$  или усилитель работает на дифференциальные обмотки (см. п. 8, гл. IX). На этом основании в схеме обозначено  $r_{дон} = R_H$ .

Разумеется, эта схема справедлива только для проводящего полупериода. Допущения, сделанные при переходе к упрощенной схеме замещения транзистора, следующие:

$$r_b = 0; r_э = 0; r_k = \infty, \quad (312)$$

Кроме того, пренебрегают начальным током коллектора  $I_{к0}$ , т. е. вместо соотношения (288) запишем

$$i_k = \alpha i_э, \quad (313)$$

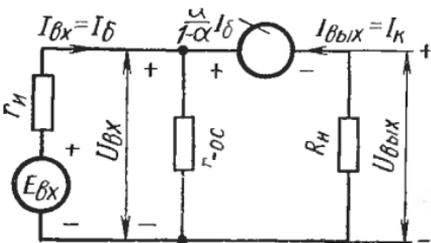


Рис. 160. Упрощенная Т-образная схема замещения транзисторного фазочувствительного усилителя для проводящего полупериода

причем предполагается, что максимальные значения тока в импульсах не переходят в область, где начинается заметное снижение коэффициента усиления по току (см. график переходной характеристики на рис. 157).

Определим величину коэффициента усиления напряжения для схемы, изображенной на рис. 155, *a*, полагая нагрузку  $R_H$  чисто активной и пренебрегая небольшими по величине обратными токами, протекающими в непроводящий полупериод. В проводящий полупериод мгновенные значения выходного напряжения будут связаны с входными напряжениями выражениями (311), написанными с учетом условий (312) и наличия сопротивления  $r_{oc}$ . Следовательно,

$$U_{вых} = \frac{\alpha R_H}{r_{oc} + r_u (1 - \alpha)} e_{вх}.$$

В исследуемой схеме отсутствует напряжение смещения и поэтому в отличие от более общего случая, рассмотренного применительно к электронному фазочувствительному усилителю, ток будет протекать в течение всего проводящего полупериода (т. е. угол отсечки<sup>1</sup> будет равен  $\pi/2$ ).

Поскольку

$$e_{вх} = E_{вх m} \sin \omega t,$$

среднее значение выходного напряжения будет равно

$$\begin{aligned} U_{вых_{средн}} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \frac{\alpha R_H}{r_{oc} + r_u (1 - \alpha)} E_{вх m} \sin \omega t d(\omega t) = \\ &= \frac{\alpha R_H}{\pi [r_{oc} + r_u (1 - \alpha)]} E_{вх m}, \end{aligned}$$

или, если перейти от максимальных величин входной э. д. с. к действующим,

$$U_{вых_{средн}} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{\alpha R_H}{r_{oc} + r_u (1 - \alpha)} E_{вх}.$$

Отсюда получим

$$K' = \frac{U_{вых_{средн}}}{E_{вх}} \approx \frac{\alpha R_H}{2 [r_{oc} + r_u (1 - \alpha)]} \quad (314)$$

и, положив  $r_u = 0$ ,

$$K = \frac{U_{вых_{средн}}}{U_{вх}} \approx \frac{\alpha R_H}{2 r_{oc}}. \quad (315)$$

<sup>1</sup> Углом отсечки называют выраженную в градусах или радианах половину продолжительности импульса тока.

В последнее время в качестве управляющих устройств находит применение особый вид полупроводниковых приборов, носящих название управляемых диодов или тиристоров. Они имеют четырехслойную структуру (типа  $p-n-p-n$  или  $n-p-n-p$ ) и по своим свойствам близки к тиратронам.

При подаче напряжения  $E_n$  на основную пару выводов 1,3 тиристора (рис. 161, а) два крайних  $p-n$  перехода оказываются

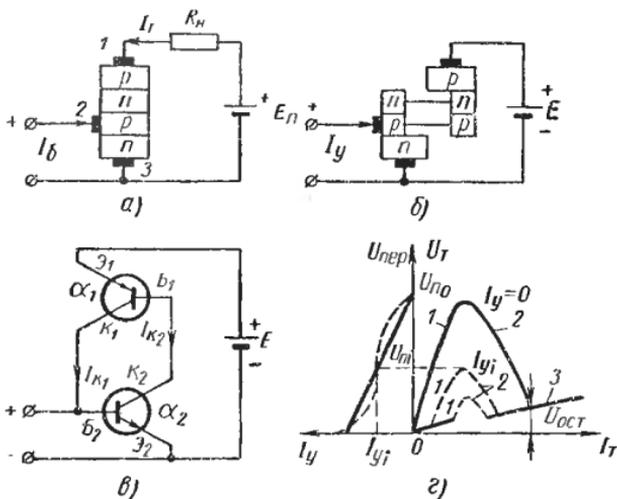


Рис. 161. Тиристорные усилители:

а — схемы включения; б и в — эквивалентные схемы тиристорного усилителя; г — характеристика тиристора

включенными в прямом направлении, а центральный — в обратном. Поэтому простейшую эквивалентную схему тиристора можно представить в виде двух транзисторов типов  $p-n-p$  и  $n-p-n$  (рис. 161, б, в). Из эквивалентной схемы следует, что ток через тиристор  $I_T$  будет равен эмиттерным токам ( $I_{Э1}$ ,  $I_{Э2}$ ) и наряду с этим является суммой коллекторных токов  $I_{К1}$  и  $I_{К2}$ , т. е.

$$I_T = I_{Э1} = I_{Э2} = I_{К1} + I_{К2}. \quad (316)$$

С учетом выражения (288) для коллекторных токов имеем

$$I_{К1} = I_{К01} + \alpha_1 I_{Э1}$$

и  $I_{К2} = I_{К02} + \alpha_2 I_{Э2}.$  (317)

Обозначив  $I_{К0} = I_{К01} + I_{К02}$  и подставив выражения (317) в выражение (316), получим

$$I_T = \frac{I_{К0}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}. \quad (318)$$

При небольших напряжениях  $E_n$  через тиристор протекает небольшой величины ток  $I_{к0}$ , определяемый сопротивлением центрального  $p-n$  перехода.

С увеличением напряжения  $E_n$  ток через тиристор будет незначительно увеличиваться, подобно току через диод при обратном его включении. Характеристика тиристора в этом случае соответствует участку 1 (рис. 161, *з*). Данное изменение тока происходит до тех пор, пока напряжение на тиристоре не достигнет напряжения переключения  $U_{пер}$ . При напряжении  $U_{пер}$  происходит открытие тиристора и ток через него увеличивается скачком. Это связано с тем, что по мере роста  $I_T$  увеличиваются эмиттерные токи триодов и их коэффициенты передачи  $\alpha$ . Если напряжение соответствует  $U_{пер}$ , то сумма  $\alpha_1 + \alpha_2$  становится равной единице и, как следует из выражения (318), ток неограниченно возрастает. Поэтому вольт-амперная характеристика тиристора имеет участок 2 с отрицательным дифференциальным сопротивлением  $\left(\frac{\partial U}{\partial I}\right)$ .

Тиристор после открытия имеет небольшое сопротивление и падение напряжения на нем  $U_{ост}$  менее 2 в (участок 3 характеристики).

Вывод 2 тиристора (см. рис. 161, *а*) используется для подачи управляющего (входного) напряжения. Управляющий (входной) ток  $I_y$  вызывает дополнительное увеличение коэффициента  $\alpha_2$  и поэтому величина напряжения  $U_{пер}$  уменьшается. С увеличением тока  $I_y$  характеристика тиристора будет приближаться по своей форме к характеристике диода в прямом направлении. При этом, как и у тиратрона, после снятия управляющего напряжения управляющий электрод 2 теряет свои управляющие свойства и вентильная проводимость основной цепи может быть нарушена снятием напряжения с основной цепи.

Поэтому схемы включения тиристорных устройств и области их применения подобны аналогичным схемам для тиратронов. В то же время их параметры превосходят статические и динамические параметры тиратронов, причем главное их преимущество заключается в низком значении прямого падения напряжения ( $U_{ост}$ ), которое даже при токах в десятки ампер составляет около 1 в по сравнению с 15—25 в у тиратрона. Благодаря этому, а также другим преимуществам, свойственным полупроводниковым приборам, тиристоры не только вытесняют тиратроны, но и успешно конкурируют с магнитными усилителями, в том числе и с быстродействующими.

## 18. РАСЧЕТ ТИРИСТОРНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Так как тиристорные усилители по своим свойствам подобны тиратронным усилителям, целесообразно рассмотреть методы расчета тиратронных усилителей применительно к тиристорным

усилителем. К тому же следует отметить, что методы расчета цепей с тиристорами к настоящему времени еще не установились.

Для этой цели рассмотрим тиристорный усилитель (рис. 162) с напряжением питания  $e_n = E_m \sin \omega t$  и нагрузкой  $R_n$ , имеющей чисто активный характер. Если считать, что ток через тиристор при отрицательных полуволнах синусоиды напряжения питания пренебрежимо мал, то согласно выражению (279) для среднего значения выходного напряжения имеем

$$U_{\text{вых средн}} = \frac{1}{2\pi} [E_m (\cos \omega t_n - \cos \omega t_n) - U_{\text{ост}} (\omega t_n - \omega t_n)], \quad (319)$$

где  $U_{\text{ост}}$  — падение напряжения на тиристоре в проводящем состоянии;

$\omega t_n$  и  $\omega t_n$  — углы, определяющие соответственно начало и прекращение выходного импульса.

Угол  $\omega t_n$  можно определить из выражения (280), которое для тиристорного усилителя примет следующий вид:

$$\omega t_n = \arcsin \frac{U_{\text{ост}}}{E_m}.$$

Во многих практических задачах, как и для тиратронного усилителя, можно полагать  $E_m \gg U_{\text{ост}}$  и поэтому считать  $\omega t_n \approx \pi$ . Тогда выражение (319) можно записать:

$$U_{\text{вых средн}} = \frac{E_m}{2\pi} (1 + \cos \omega t_n).$$

Как и для тиратронного усилителя, нахождение зависимости  $U_{\text{вых средн}} = f(U_{\text{вх}})$  сводится к определению зависимости  $\omega t_n = f(U_{\text{вх}})$ , которая может быть получена при использовании графического или аналитического метода расчета.

При этом необходимо иметь пусковую характеристику, которая для тиристора будет представлять собой зависимость напряжения переключения  $U_{\text{пер}}$  от тока  $I_y$  (рис. 161, з).

Графическое определение угла начала импульса аналогично определению угла зажигания тиратрона (см. рис. 149, б). При аналитическом определении угла  $\omega t_n$  с использованием линейной аппроксимации (рис. 161, з) уравнение пусковой характеристики будет иметь вид

$$I_y = K_y (U_{n_0} - U_{\text{пер}}), \quad (320)$$

где  $U_{n_0}$  — соответствует отрезку, отсекаемому прямой линией на оси ординат;

$K_y = \frac{I_y}{U_{\text{пер}}}$  — коэффициент управления тиристором.

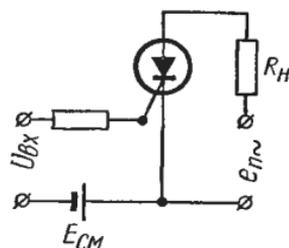


Рис. 162. Простейшая схема тиристорного усилителя

Если сопротивление  $R_n$  во много раз меньше сопротивления тиристора в закрытом состоянии, то можно считать, что напряжение источника питания до момента открытия тиристора полностью приложено к тиристор:

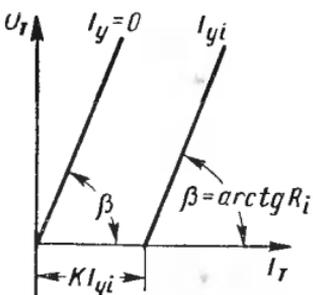
$$U_T = E_m \sin \omega t.$$

Тогда, заменив  $U_{nep}$  в уравнении (320) через данное выражение, получим

$$\omega t_n = \arcsin \frac{K_y U_{n0} - I_y}{K_y E_m}. \quad (321)$$

Если величины сопротивления тиристора в непроводящем состоянии и нагрузки соизмеримы, падение напряжения на тиристор будет определяться следующим выражением:

$$U_T = E_m \sin \omega t - I_T R_n. \quad (322)$$



При этом ток через тиристор будет зависеть как от приложенного напряжения  $U_T$ , так и от величины тока управления  $I_y$  согласно участкам I вольт-амперных характеристик (рис. 161, а). Если для этих участков применить ранее рассмотренный вид аппроксимации характеристик электронных ламп, дросселей с подмагничиванием и других устройств, т. е. метод спрямленных характеристик (рис. 163), то зависимость  $I_T = f(U_T, I_y)$  можно представить выражением

$$I_T = K I_y + U_T \frac{1}{R_i}, \quad (323)$$

где  $K = \frac{\Delta I_T}{\Delta I_y}$  (при  $U_T = \text{const}$ ) — дифференциальный коэффициент усиления тиристора в непроводящем состоянии;

$R_i = \text{tg } \beta = \frac{\Delta U_T}{\Delta I_T}$  (при  $I_y = \text{const}$ ) — внутреннее дифференциальное сопротивление тиристора в непроводящем состоянии.

Решая совместно уравнение (322) и (323), получим выражение

$$U_T = \frac{R_i}{R_i + R_n} (E_m \sin \omega t - R_n K I_y),$$

определяющее падение напряжения на тиристор в непроводящем состоянии, и после подстановки данного выражения в уравнение (320) получим выражение для угла начала импульса в следующем виде:

$$\omega t_n = \arcsin \left( 1 + \frac{R_n}{R_i} \right) \frac{K_y U_{n0} - I_y \left( 1 - \frac{K K_y R_n R_i}{R_n + R_i} \right)}{K_y E_m}.$$

Отсюда видно, что при  $R_H = 0$  приходим к выражению (321).  
 Определение угла  $\omega t_H$  графическим методом с учетом сопротивления нагрузки  $R_H$  показано на рис. 164.

Дальнейшее определение искомой статической характеристики  $U_{\text{вых}_{\text{средн}}} = f(U_{\text{вх}})$  сводится к нахождению зависимости  $I_y = f(U_{\text{вх}})$ .

Это объясняется нелинейностью входного сопротивления тиристора и к тому же его величиной — оно может быть соизмеримо с внутренним сопротивлением источника сигнала. Поэтому зависимость  $I_y = f(U_{\text{вх}})$  должна определяться аналогично определению входного тока транзистора (рис. 157) в соответствии с уравнением

$$E_{\text{вх}} + E_{\text{см}} = I_y(r_u + r + r_{\text{вх}}),$$

где  $E_{\text{вх}}$  — величина э. д. с. источника сигнала;

$E_{\text{см}}$  — величина э. д. с. источника смещения;

$r_u$  — внутреннее сопротивление источника сигнала;

$r$  — величина ограничительного сопротивления;

$r_{\text{вх}}$  — величина входного сопротивления тиристора;

$$\beta = \text{arcctg}(r_u + r).$$

Лишь для случая  $r \gg r_u + r_{\text{вх}}$  ток  $I_y$  можно определять как

$$I_y = \frac{U_{\text{вх}}}{r}.$$

## 19. БЕСКОНТАКТНЫЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ И ТРАНЗИСТОРНЫЕ РЕЛЕ (ТРИГГЕРЫ)

Бесконтактные ламповые и транзисторные реле обычно называют триггерами, т. е. элементами, обладающими релейной характеристикой, так как их схемы имеют только два положения устойчивого равновесия.

Как известно, релейная характеристика элемента (см. п. 4, гл. II) может быть получена, если характеристики управляющего устройства (см. рис. 19) имеют участок с отрицательным динамическим сопротивлением, которое можно обеспечить в соответствующей схеме за счет введения положительной обратной связи (рис. 135).

Для выяснения соотношений между параметрами схемы, при которых будет существовать этот участок, рассмотрим схему,

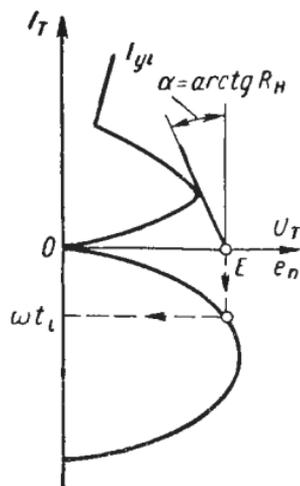


Рис. 164. Определение угла  $\omega t_H$  с учетом сопротивления нагрузки  $R_H$

приведенную на рис. 165. Анодная цепь получает питание от источника с постоянной э. д. с.  $E_{a1}$ , допустим, что напряжение на аноде правой лампы может изменяться от нуля до некоторой величины.

Начальное смещение  $U_{cm}$  можно выбрать так, что левая лампа будет закрыта. При этом

$$U_{g1} = \frac{(U_{a2} + U_{cm})R_g}{R_g + R_{ag}} - U_{cm} < U_{g_{зан}}. \quad (324)$$

Напряжение на сетке правой лампы при отсутствии тока, протекающего через левую лампу, определяется как

$$U_{g2} = \frac{(E_{a1} + U_{cm})}{R_a + R_{ag} + R_g} - U_{cm}. \quad (325)$$

Положим, что  $U_{g_{20}} \approx 0$ . При увеличении напряжения  $U_{a2}$  положительный потенциал на сетке левой лампы будет возрастать, но ток в левой лампе не появится, пока  $|U_{g1}| > |U_{g_{зан}}|$ , поэтому

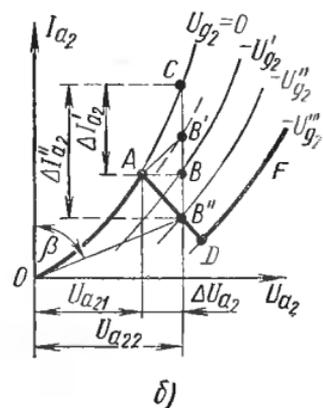
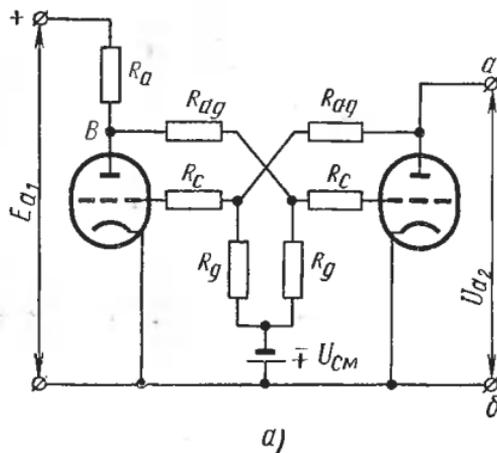


Рис. 165. К получению характеристики управляющего устройства с отрицательным динамическим сопротивлением:

а — схема; б — статическая характеристика схемы относительно точек аб

напряжение на сетке левой лампы будет оставаться постоянным:

$$U_{g_{20}} = \text{const} \approx 0.$$

При этом ток правой лампы будет увеличиваться в соответствии с ее анодной характеристикой (при  $U_{g_{20}} = \text{const}$  участок  $OA$  на рис. 165, б).

При напряжении  $U_{a_{21}}$  потенциал сетки левой лампы станет равным напряжению запираения и дальнейшее увеличение  $U_{a_2}$  приведет к появлению анодного тока в левой лампе.

Если напряжение  $U_{a_2}$  повысить относительно значения  $U_{a_{21}}$  на величину  $\Delta U_{a_2}$ , то это вызовет повышение положительного потенциала на сетке левой лампы на величину

$$\Delta U_{g_1} = \frac{\Delta U_{a_2}}{R_g + R_{ag}} R_g, \quad (326)$$

что приведет к появлению анодного тока в левой лампе:

$$\Delta I_{a_1} = S_d \Delta U_{g_1}, \quad (327)$$

и уменьшению положительного потенциала точки  $B$  (рис. 165,  $a$ ) на величину

$$\Delta U_b = -\Delta I_{a_1} R_a.$$

В результате напряжение на сетке правой лампы уменьшится на

$$\Delta U_{g_2} = \Delta U_b \frac{R_g}{R_g + R_{ag}}. \quad (328)$$

Таким образом, начиная с точки  $A$  (рис. 165,  $b$ ), повышение напряжения  $U_{a_2}$  на аноде правой лампы приводит к уменьшению напряжения на ее сетке благодаря влиянию левой лампы.

При постоянном напряжении на сетке правой лампы увеличение анодного напряжения должно вызывать возрастание анодного тока на величину  $\Delta I'_{a_2} = \frac{\Delta U_{a_2}}{R_i}$ . Но в рассматриваемой схеме такого увеличения тока не произойдет из-за уменьшения напряжения на сетке лампы, которое вызовет уменьшение анодного тока на величину

$$\Delta I''_{a_2} = S \Delta U_{g_2}.$$

В зависимости от параметров схемы величина  $\Delta I''_{a_2}$  может быть больше, равна или меньше  $\Delta I'_{a_2}$ .

Если  $\Delta I'_{a_2} > \Delta I''_{a_2}$ , то изменение анодного тока будет происходить по линии  $AB'$  (рис. 165,  $b$ ) и с увеличением  $U_{a_2}$  ток  $I_{a_2}$  будет возрастать.

При  $\Delta I'_{a_2} = \Delta I''_{a_2}$  ток  $I_{a_2} = \text{const}$ , несмотря на изменение напряжения на аноде (отрезок  $AB$  на рис. 165,  $b$ ).

Если  $\Delta I'_{a_2} < \Delta I''_{a_2}$ , то изменение тока  $I_{a_2}$  будет происходить по линии  $AB''$  и увеличение анодного напряжения  $\Delta U_{a_2}$  вызовет уменьшение анодного тока правой лампы, т. е. схема относительно клемм  $ab$  (рис. 165,  $a$ ) будет обладать отрицательным динамическим

сопротивлением  $\frac{\Delta U_{a_2}}{\Delta I_{a_2}} < 0$  (статическое сопротивление остается положительным  $\frac{U_{a_2}}{I_{a_2}} > 0$  и определяется тангенсом угла  $\beta$ ).

Таким образом, для получения участка с отрицательным динамическим сопротивлением необходимо, чтобы  $\Delta I'_{a_2} < \Delta I''_{a_2}$  или

$$\frac{\Delta U_{a_2}}{R_i} < S \Delta U_{g_2}$$

или

$$\frac{\Delta U_{a_2}}{\mu} < \Delta U_{g_2}. \quad (329)$$

Заменяя в выражении (329)  $\Delta U_{g_2}$  на основании выражений (326)—(328), получим

$$\Delta U_{g_2} = S_d \frac{\Delta U_{a_2} R_{a_1} R_g^2}{(R_g + R_{ag})^2} > \frac{\Delta U_{a_2}}{\mu} \quad (330)$$

или, учитывая, что  $S_d = S \frac{R_i}{R_{a_1} + R_i}$ , можно записать условие, которое необходимо удовлетворить при выборе параметров схемы, чтобы, начиная с точки  $A$ , динамическое сопротивление было отрицательным:

$$\mu S \frac{R_i R_{a_1}}{R_i + R_{a_1}} \left( \frac{R_g}{R_g + R_{ag}} \right)^2 \gg 1, \quad (331)$$

где  $R_i$  — внутреннее сопротивление левой лампы.

При дальнейшем увеличении  $U_{a_2}$  напряжение на сетке левой лампы при некотором значении  $U_{a_2} = U_{a_{22}}$  достигнет нуля и дальнейшее увеличение напряжения станет невозможным из-за появления сеточных токов в левой лампе и значительного сопротивления в цепи ее сетки ( $U_{g_2}^m = \text{const}$ ). При  $U_{a_{22}}$  анодный ток левой лампы перестает изменяться, а следовательно, перестает изменяться и напряжение на сетке правой лампы.

В результате этого анодный ток правой лампы снова начнет увеличиваться по анодной характеристике при  $U_{g_2}^m = \text{const}$  (участок  $DF$  на рис. 165, б).

Величина напряжения  $U_{a_{21}}$ , соответствующая началу участка с отрицательным динамическим сопротивлением, определяется из условия, что  $U_{g_1} = U_{g_{3ан}}$ , или, учитывая выражение (324), получим

$$U_{a_{21}} = \frac{R_g + R_{ag}}{R_g} (U_{cm} + U_{g_{3ан}}) - U_{cm}. \quad (332)$$

Величина напряжения  $U_{a_{22}}$ , соответствующая концу участка с отрицательным динамическим сопротивлением, определяется из условия, что  $U_{g_1} = 0$ , или с учетом выражения (324) имеем

$$U_{a_{22}} = \frac{R_g + R_{ag}}{R_g} U_{cm} - U_{cm} = \frac{R_{ag}}{R_g} U_{cm}. \quad (333)$$

Для того чтобы использовать рассмотренную схему в качестве бесконтактного электронного реле (триггера), необходимо к точкам *аб* схемы (рис. 165, *a*), относительно которых имеет место отрицательное динамическое сопротивление, подключить последовательно нагрузку  $R_H$  и источник питания  $E_n$ .

Практически в качестве источника питания  $E_n$  используется тот же источник, который питает анодную цепь левой лампы, а источник входного сигнала включается в цепь левой лампы (рис. 166).

Следовательно, рассмотренная схема выполняет роль управляющего устройства, которое в зависимости от входного сигнала в последовательной цепи, состоящей из нагрузки и источника питания, осуществляет скачкообразное изменение выходного сигнала.

Если начальное смещение выбрать так, что характеристика будет соответствовать  $OA \cdot DF$  (рис. 167), то при отсутствии входного сигнала схема будет иметь одно положение устойчивого равновесия, соответствующее минимальному току в нагрузке (ордината точки *з*). При наличии входного сигнала, минус которого подается на сетку левой лампы, точка *A* будет перемещаться по анодной характеристике лампы вправо. При  $U_{ax} = U_{ср\text{аб}}$  характеристика имеет вид  $OA'D'F$  и схема будет иметь положение равновесия, соответствующее точке *1*, т. е. максимальному току в нагрузке.

Скачкообразное уменьшение тока в нагрузке произойдет при уменьшении входного сигнала до значения  $U_{ax} = U_{omn}$  (при этом характеристика управляющего устройства и характеристика нагрузки будут касаться в точке *1*).

Здесь также коэффициент возврата  $K_g \neq 1$ . Изменение величины начального смещения, как и в ранее рассмотренном случае для бесконтактных магнитных реле, позволяет осуществить смещение релейной характеристики параллельно оси ординат и обеспечить требуемые значения параметров срабатывания и отпущения.

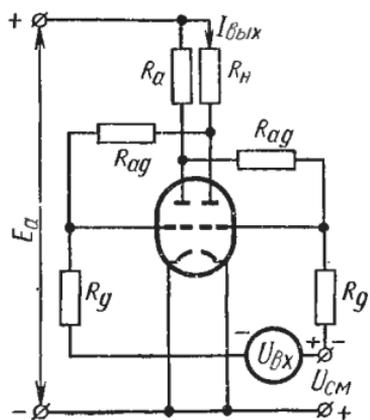


Рис. 166. Схема бесконтактного электронного реле

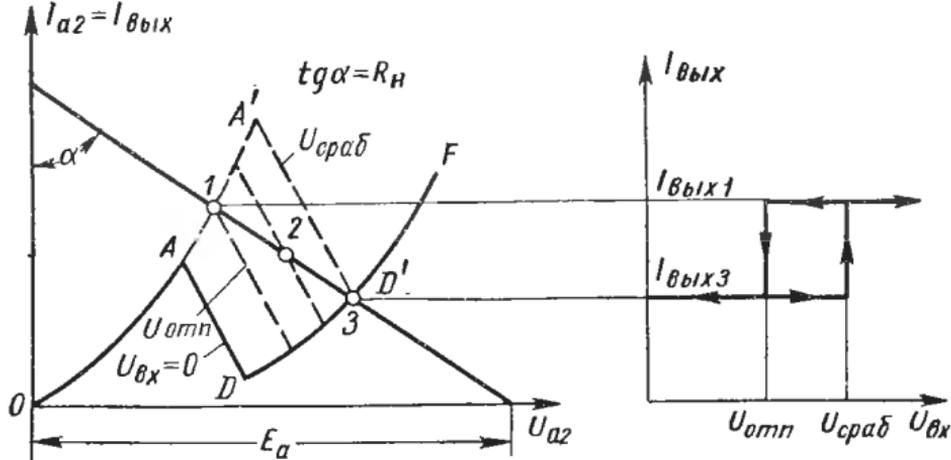


Рис. 167. К построению характеристики бесконтактного электронного реле

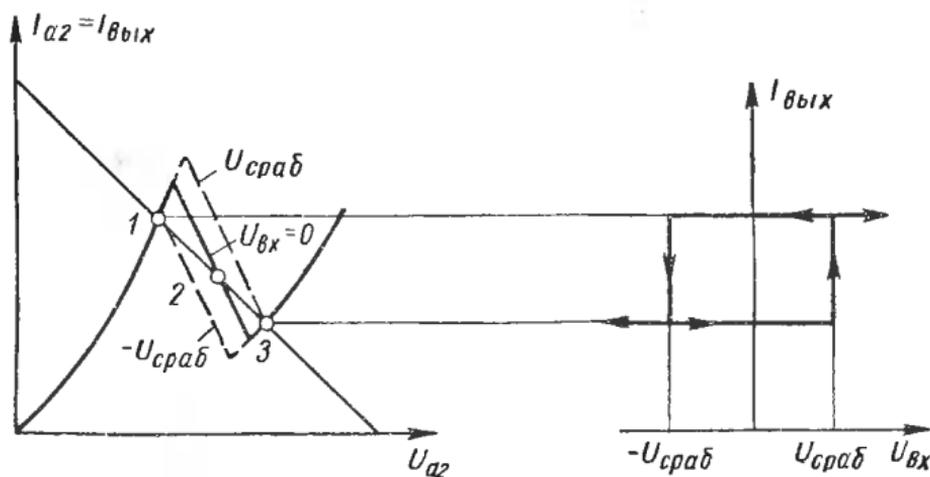


Рис. 168. К получению релейной характеристики, симметричной относительно оси ординат

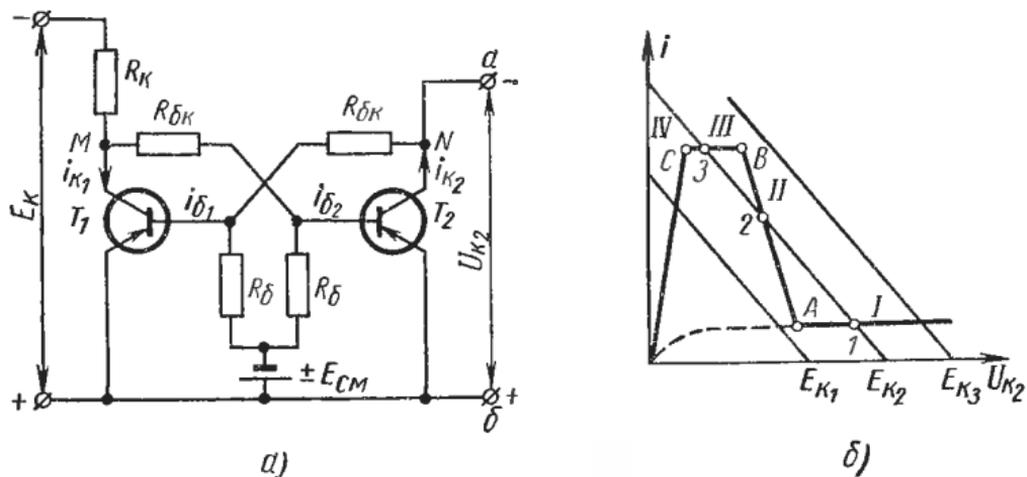


Рис. 169. К получению характеристики управляющего устройства с отрицательным динамическим сопротивлением:

а — схема; б — статическая характеристика схемы относительно точек аб

В частности, одна из возможных релейных характеристик приведена на рис. 168.

Схема (рис. 169), в которой в качестве управляющего устройства используются транзисторы, аналогично рассмотренной схеме с электронными лампами (рис. 165), также будет иметь участок характеристики с отрицательным динамическим сопротивлением, что позволяет осуществить на ее основе построение бесконтактных транзисторных реле (триггеров).

В схеме, приведенной на рис. 169, а, потенциалы базы транзисторов  $T_1$  и  $T_2$  определяются потенциалами точек  $M$  и  $N$ .

В качестве исходного состояния схемы примем состояние, в котором за счет большого отрицательного напряжения  $U_{\kappa_2}$  (высокий отрицательный потенциал точки  $N$ ) транзистор  $T_1$  насыщен. Транзистор  $T_2$  закрыт, так как потенциал коллектора насыщенного транзистора  $T_1$  близок к нулю и на базу  $T_2$  через сопротивление цепи смещения  $R_6$  подается положительное напряжение, что и обеспечивает запирающее действие транзистора  $T_2$ .

Сопротивление относительно точек  $ab$  в этой области  $I$  вольт-амперной характеристики (см. рис. 169, б) близко к  $R_{6\kappa}$ .

При уменьшении напряжения  $U_{\kappa_2}$  отрицательный потенциал точки  $N$  уменьшается, т. е. снижается положительный потенциал эмиттера транзистора  $T_1$  и степень его насыщения уменьшается. Затем транзистор  $T_1$  выходит из насыщения и оказывается в активной области.

При этом транзистор  $T_2$  будет оставаться закрытым до тех пор, пока отрицательный потенциал коллектора ( $U_{\kappa_1}$ ) транзистора  $T_1$  не увеличится до значения, определяемого из выражения

$$\frac{E_{см}}{R_6} - \frac{U_{\kappa_1}}{R_{6\kappa}} = I_{\kappa_0}.$$

Это равенство имеет место при  $U_{\kappa_2} = U_{\kappa A}$ , удовлетворяющим условию

$$\begin{aligned} U_{\kappa_1} &= \frac{R_{6\kappa}}{R_{6\kappa} + R_{\kappa}} [E_{\kappa} - \beta (-i_{b_1} + I_{\kappa_0}) R_{\kappa}] = \\ &= \frac{R_{6\kappa}}{R_{6\kappa} + R_{\kappa}} \left[ E_{\kappa} - \beta \left( \frac{U_{\kappa A}}{R_{6\kappa}} - \frac{E_6}{R_6} + I_{\kappa_0} \right) R_{\kappa} \right]. \end{aligned}$$

Исключая из двух последних уравнений  $U_{\kappa_1}$ , можно определить координаты точки  $A$ , в которой оба триода начинают работать в активной области:

$$U_{\kappa A} = R_{6\kappa} \left[ \frac{E_{\kappa}}{\beta R_{\kappa}} + \frac{A-1}{A} \left( \frac{E_6}{R_6} - I_{\kappa_0} \right) \right];$$

$$I_A = \frac{U_{\kappa A}}{R_{6\kappa}},$$

где  $A$  — коэффициент усиления каскада по току с учетом делителей;

$$A = \beta \frac{R_K}{R_{\text{бк}} + R_K},$$

$\beta$  — коэффициент усиления каскада по току в схеме с общим эмиттером.

При дальнейшем уменьшении отрицательного потенциала  $U_{\kappa_2}$  сопротивление схемы между точками  $ab$  становится отрицательным (II область характеристики на рис. 169, б).

Предположим, что приращение напряжения  $U_{\kappa_2}$  составит  $\Delta U_{\kappa_2}$ , это приведет к приращению коллекторного тока транзистора  $T_2$ , равному

$$\Delta i_{\kappa_2} = \beta \Delta i_{\text{б}_2} = \beta \gamma \Delta i_{\kappa_1} = \beta^2 \gamma \Delta i_{\text{б}_1} = \beta^2 \gamma \frac{\Delta U_{\kappa_2}}{R_{\text{бк}}} = \beta A \frac{\Delta U_{\kappa_2}}{R_{\text{бк}}},$$

где  $\gamma$  — коэффициент обратной связи, показывающий, какая доля коллекторного тока одного транзистора ответвляется в базу другого транзистора;

$$\gamma = \frac{R_K}{R_{\text{бк}} + R_K}$$

(прокидывание фазы транзисторами учтено принятыми направлениями токов).

Суммарное приращение тока

$$\Delta i = \frac{\Delta U_{\kappa_2}}{R_{\text{бк}}} - \beta A \frac{\Delta U_{\kappa_2}}{R_{\text{бк}}} = \frac{\Delta U_{\kappa_2}}{R_{\text{бк}}} (1 - \beta A).$$

В результате для обеспечения отрицательного динамического сопротивления II участка характеристики необходимо, чтобы

$$\beta A > 1.$$

Абсциссу точки  $B$  вольт-амперной характеристики, в которой транзистор  $T_1$  закрывается и сопротивление схемы относительно точек  $ab$  становится положительным, определим из условия

$$\frac{E_{\text{б}}}{R_{\text{б}}} - \frac{U_{\kappa B}}{R_{\text{бк}}} = I_{\kappa_0},$$

откуда

$$U_{\kappa B} = R_{\text{бк}} \left( \frac{E_{\text{б}}}{R_{\text{б}}} - I_{\kappa_0} \right),$$

а ордината точки  $B$  равна

$$I_B = I_A + \left| \frac{U_{\kappa A} - U_{\kappa B}}{\frac{\Delta U_{\kappa_2}}{\Delta i}} \right| = A \frac{E_{\text{к}}}{R_{\text{к}}} - (\beta - 1) \left( \frac{E_{\text{б}}}{R_{\text{б}}} - I_{\kappa_0} \right).$$

При достаточно малой величине напряжения  $U_{к_2} < U_{кв}$  сопротивление схемы относительно точек *аб* достаточно велико и определяется параллельно соединенными сопротивлениями выходного резистора транзистора  $T_2: \frac{r_k}{\beta + 1}$  и суммой  $R_6 + R_{6к}$  (область III характеристики на рис. 169, б).

При небольшом отрицательном напряжении  $U_{к_2}$  (порядка 0,1 в) транзистор  $T_2$  попадает в область насыщения и сопротивление схемы относительно точек *аб* резко уменьшается (область IV), т. е. можно считать, что в этой области вольт-амперная характеристика совпадает с осью ординат.

Для получения схемы бесконтактного полупроводникового реле необходимо в цепь коллектора  $T_2$  включить нагрузку последовательно с источником питания, в качестве которого используют источник питания коллекторной цепи транзистора  $T_1$ .

Очевидно, для того чтобы имело место пересечение нагрузочной прямой с полученной вольт-амперной характеристикой в трех точках, необходимо удовлетворить следующее равенство:

$$R_k \geq \frac{R_{6к}}{\beta A - 1}.$$

Кроме соответствующего наклона нагрузочной прямой (см. п. 4, гл. II), для получения двух устойчивых состояний схемы важно взаимное расположение линии нагрузки и вольт-амперной характеристики, определяемое напряжением питания  $E_k$  (рис. 169).

Схема триггера (рис. 170) полностью аналогична структуре соответствующей схемы с электронными лампами.

Однако благодаря специфическим особенностям транзисторов расчет параметров схемы бесконтактного полупроводникового реле существенно отличается от расчета триггера на электронных лампах.

Выведем условия, которым должны удовлетворять параметры схемы для обеспечения двух устойчивых состояний триггера. При этом допустим, что транзистор  $T_1$  закрыт и отрицательный потенциал его коллектора близок к  $E_k$ , вследствие этого ток базы транзистора  $T_2$ , протекающий через сопротивление обратной связи  $R_{6к}$ , переводит транзистор  $T_2$  в режим насыщения.

Так как потенциал коллектора насыщенного триода близок к нулю, то на базу транзистора  $T_1$  через сопротивление цепи смещения  $R_6$  подается положительное напряжение, которое обеспечивает запирающее действие первого транзистора.

Рассматривая насыщенный транзистор  $T_2$  как точку с нулевым потенциалом, а вход закрытого транзистора  $T_1$  как генератор

тока  $I_{\kappa_0}$  (рис. 171, а), получив следующее выражение для потенциала базы закрытого транзистора:

$$U_6 = \frac{R_{6\kappa}}{R_{6\kappa} + R_6} E_{см} - I_{\kappa_0} \frac{R_{6\kappa} R_6}{R_{6\kappa} + R_6}.$$

Очевидно, что транзистор закрыт, если  $U_6 \geq 0$ , т. е. если  $\frac{E_{см}}{R_6} \geq I_{\kappa_0}$  или  $R_6 \leq \frac{E_{см}}{I_{\kappa_0}}$ .

Таким образом, ток короткого замыкания генератора с э. д. с.  $E_{см}$  и сопротивлением, равным сопротивлению цепи смещения  $R_6$ , должен превышать неуправляемый ток коллектора  $I_{\kappa_0}$ .

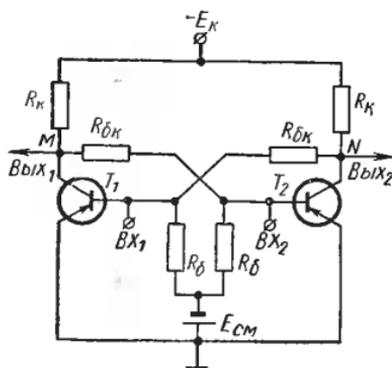


Рис. 170. Схема симметричного транзисторного триггера

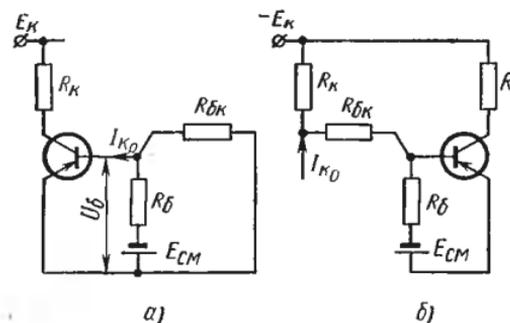


Рис. 171. Схемы замещения:  
а — транзистор  $T_2$  закрыт; б — транзистор  $T_1$  закрыт

Полагая потенциал базы открытого транзистора равным нулю (рис. 171, б), для тока базы открытого транзистора  $T_2$  будем иметь следующее выражение:

$$I_6 = \frac{E_{\kappa}}{R_{6\kappa} + R_{\kappa}} - I_{\kappa_0} \frac{R_{\kappa}}{R_{6\kappa} + R_{\kappa}} - \frac{E_{см}}{R_6}.$$

Для стабилизации амплитуды выходных импульсов по отношению к изменениям температуры необходимо, чтобы  $I_{\kappa_0} R_{\kappa} \ll E_{\kappa}$ , тогда вторым членом в последнем выражении можно пренебречь.

Условие насыщения транзистора записывается в следующем виде:

$$|I_6| \geq I_{6н} = I_{\kappaн} / \beta,$$

где  $|I_6|$  — абсолютная величина тока, вытекающего из базы транзистора типа  $p-n-p$  или втекающего в базу транзистора типа  $n-p-n$ ;

$I_{\kappaн}$  — ток насыщения коллектора;

$I_{6н}$  — ток насыщения базы.

Тогда окончательно установившиеся условия насыщения открытого транзистора примет вид

$$\frac{E_K}{R_{бк} + R_K} - \frac{E_{см}}{R_б} \geq \frac{I_{кн}}{\beta} = \frac{E_K}{\beta R_K},$$

откуда

$$R_б \leq \left( \frac{\beta}{1 + \beta \frac{E_{см}}{E_K} \cdot \frac{R_K}{R_б}} - 1 \right) R_K. \quad (334)$$

Амплитуда выходного импульса  $U_{вых}$ , равная изменению потенциала коллектора при переходе триггера из одного устойчивого положения в другое, определяется следующим образом:

$$U_{вых} = U_{кзакр} - U_{коткр} \approx U_{кзакр};$$

так как

$$U_{кзакр} \gg U_{коткр},$$

поэтому

$$U_{вых} = \frac{R_{бк}}{R_{бк} + R_K} (E_K - I_{к_0} R_K).$$

Причем, если  $I_{к_0} R_K \ll E_K$ , то

$$U_{вых} = \frac{R_{бк}}{R_{бк} + R_K} E_K. \quad (335)$$

В этом случае уменьшение  $U_{вых}$  по сравнению с  $E_K$  обусловлено в основном лишь падением напряжения на нагрузке  $R_K$  от тока базы открытого транзистора, протекающего через сопротивление обратной связи  $R_{бк}$ .

Для выходного тока будет справедливо следующее выражение:

$$I_{вых} = \frac{U_{вых}}{R_K} = \frac{R_{бк}}{R_{бк} + R_K} (I_{кн} - I_{к_0}) \approx \frac{R_{бк}}{R_{бк} + R_K} I_{к.н}. \quad (336)$$

Таким образом, статические режимы в рассмотренной схеме триггера описываются тремя уравнениями (334)—(336), в которые входят восемь величин, две из которых ( $\beta$ ,  $I_{к_0}$ ) являются параметрами транзистора, а значения  $E_K$ ,  $E_{см}$  и  $U_{вых}$  чаще всего являются заданными величинами при расчете триггера.

В заключение рассмотрим схему триггера с эмиттерной связью (рис. 172), особенность которой заключается в том, что коллектор транзистора  $T_2$  не связан с внутренними частями схемы какими-либо резисторами (или емкостями), что устраняет влияние

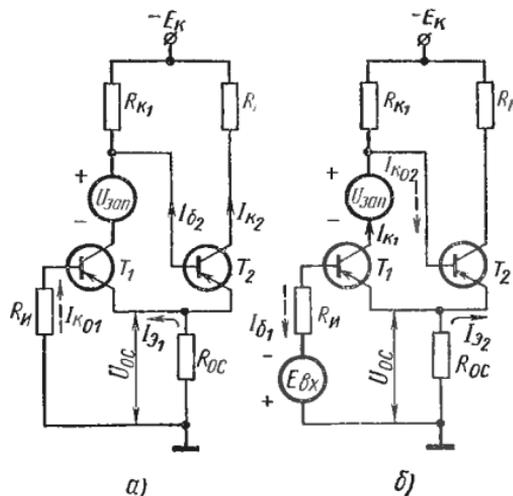


Рис. 172. Схема транзисторного реле:

а — в первом устойчивом состоянии;  
б — во втором устойчивом состоянии

нагрузку на работу триггера, а также позволяет получить большую крутизну фронтов выходных импульсов.

Как и любой триггер, схема на рис. 172 имеет два устойчивых состояния. При отсутствии входного сигнала транзистор  $T_1$  закрыт, а  $T_2$  открыт и насыщен, если сопротивление резистора  $R_{\kappa_1} < \beta_2 R_H$ . Падение напряжения на сопротивлении обратной связи  $U_{oc_1} = (i_{\kappa_2} + i_{b_2}) R_{oc}$  является запирающим для транзистора  $T_1$ . Транзистор  $T_1$  будет находиться в состоянии отсечки, если  $r_u < U_{oc_1} / I_{\kappa_{01}}$ .

По мере увеличения  $E_{ax}$ , когда минус источника входного сигнала подается на базу первого транзистора, запирающий ток базы  $T_1$  уменьшается, его коллекторный ток увеличивается. Транзистор  $T_2$  останется насыщенным до тех пор, пока ток базы, равный приблизительно  $\frac{E_K}{R_K} - i_{\kappa_1}$ , будет больше или равен  $E_K / \beta_2 R_{\kappa_2}$ .

По мере увеличения  $E_{ax}$  возрастающий ток  $i_{\kappa_1}$  частично отводится в базу транзистора  $T_2$  и выводит его из состояния насыщения (при  $E_{ax} = E_{сруб}$ ).

При этом  $i_{\kappa_2}$  и  $i_{b_2}$  уменьшаются, что сопровождается уменьшением напряжения  $U_{oc}$ , противодействующего  $E_{ax}$ , а это способствует дополнительному увеличению тока базы транзистора  $T_1$  (положительная обратная связь). Схема скачкообразно переходит во второе состояние, когда транзистор  $T_1$  насыщен, а  $T_2$  закрыт.

Для обеспечения условий запираания транзистора  $T_2$  в рассматриваемую схему включен специальный источник запирающего напряжения  $U_{зан}$ , включенный в коллекторную цепь транзистора  $T_1$ . Если величина  $U_{зан} > U_{\kappa_2}$  насыщенного транзистора  $T_1$ , то  $T_2$  находится в состоянии отсечки.

Во втором состоянии схемы напряжение на резисторе обратной связи  $U_{oc_2} \approx i_{\kappa_1} R_{oc} \ll U_{oc_1}$ . Реле будет находиться во втором состоянии до тех пор, пока  $E_{ax}$  не уменьшится до величины

$$E_{omn} = U_{oc_2} + U_{бэ_1} + \frac{r_u i_{\kappa_1}}{\beta_1}.$$

При  $E_{ax} = E_{omn}$  схема скачкообразно возвращается в исходное состояние. Уменьшение  $E_{ax}$  при этом сопровождается увеличением  $U_{oc}$ , что способствует ускоренному запираанию транзистора  $T_1$ .

В заключение необходимо отметить, что транзисторный (рис. 170) и ламповый (рис. 166) триггер, которые называют симметричными, могут работать в двух различных схемах: в схеме с отдельными входами и в схеме с общим входом.

В первом случае входной сигнал представляет собой входные импульсы одинаковой полярности, которые подаются поочередно

на каждый из триодов или входные импульсы чередующейся полярности, поступающие на один и тот же триод. Во втором режиме входные импульсы одной полярности подаются одновременно на оба триода.

Симметричные триггеры (рис. 135) могут использоваться в качестве счетчика импульсов или в качестве запоминающего устройства (см. гл. XIII).

Триггер с эмиттерной связью (рис. 172) является несимметричным триггером и реагирует на определенный уровень входного сигнала или на определенную амплитуду входного импульса (в последнем случае его называют различителем или дискриминатором амплитуды). Он может быть использован как усилитель, обеспечивающий импульсный режим работы системы регулирования, а также для формирования прямоугольных импульсов определенной амплитуды при различной форме входного сигнала.

## 20. ЛИНЕАРИЗОВАННЫЕ РЕЛЕЙНЫЕ УСИЛИТЕЛИ С БЕСКОНТАКТНЫМИ ТРАНЗИСТОРНЫМИ РЕЛЕ

Как известно, линеаризацию релейных характеристик можно осуществить путем вибрационной линеаризации с помощью внешних линеаризующих колебаний или введением отрицательной запаздывающей обратной связи.

Для осуществления линеаризации релейной характеристики транзисторного релейного усилителя (рис. 172) достаточно к входной цепи подвести пилообразное опорное напряжение, частота которого должна быть не менее чем на порядок выше частоты изменения входного сигнала.

В зависимости от величины медленно изменяющегося входного сигнала длительность импульсов напряжения на нагрузке будет меняться, при этом среднее за период изменения линеаризующего (опорного) напряжения значение выходного напряжения будет пропорционально величине напряжения на входе.

В отличие от конкретных схем линеаризованных электромеханических релейных усилителей (рис. 93) в данном случае в схеме имеет место гальваническая связь цепи основного входного сигнала и цепи линеаризующих колебаний, что и обуславливает некоторые особенности их выполнения.

Одна из схем, позволяющих осуществить вибрационную линеаризацию релейной характеристики транзисторного реле (рис. 173, б) с помощью отрицательной запаздывающей обратной связи приведена на рис. 173, а<sup>1</sup>.

Транзисторное реле выполнено на двух транзисторах  $T_1$  и  $T_2$ . Если сигнал на входе не превышает параметра срабатыва-

<sup>1</sup> Беляков В. М., Елагин Е. Б. Усилитель релейного типа с запаздывающей обратной связью. Авторское свидетельство № 202999. «Изобретения, промышленные образцы, товарные знаки № 20, 1967.

ния, то транзистор  $T_1$  закрыт, а  $T_2$  открыт и транзистор  $T_3$ , с помощью которого выполнен инверсный каскад, позволяющий осуществить отрицательную обратную связь, находится в состоянии отсечки.

При этом диод  $D$  включен в непроводящем направлении, так как  $E_k \geq E_{см} + I_{к0}R$  и величиной напряжения на конденсаторе  $C$  в цепи обратной связи можно пренебречь.

При  $U_{вх} > U_{сраб}$  триггер переходит во второе устойчивое состояние, что сопровождается насыщением транзистора  $T_3$ ,

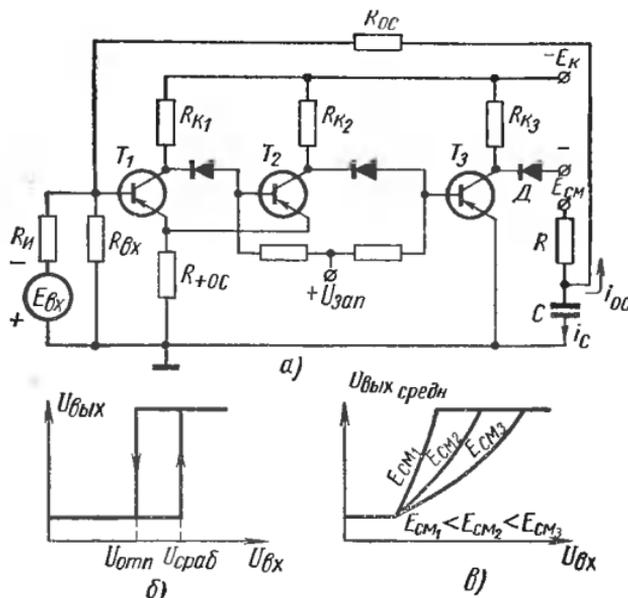


Рис. 173. Транзисторный релейный усилитель, линейризованный с помощью отрицательной обратной связи:

*a* — схема; *б* — исходная релейная характеристика; *в* — статическая характеристика линейризованного усилителя

при этом  $U_{кэ3} \approx 0$  и диод  $D$  оказывается включенным в проводящем направлении. Через диод  $D$  начинает протекать ток, состоящий из тока заряда конденсатора  $i_c$  и тока обратной связи  $i_{oc}$ .

Ток  $i_{oc}$ , протекающий через резистор  $R_{oc}$ , будет нарастать по закону, близкому к экспоненциальному, и вызовет уменьшение отрицательного потенциала на базе транзистора  $T_1$ , в результате при  $U_{вх} = U_{омн}$  триггер вернется в исходное положение.

Транзистор  $T_3$  опять окажется в режиме отсечки, диод  $D$  будет включен в непроводящем направлении и конденсатор  $C$  будет разряжаться через цепочку  $R_{oc} - R_{вх}$ .

По мере разряда конденсатора влияние тока  $i_{oc}$  на общий входной ток  $T_1$  уменьшается и при  $U_{вх} = U_{сраб}$  триггер вновь перейдет во второе устойчивое состояние, транзистор  $T_3$  откроется и т. д.

Возникающие в схеме автоколебания (внутренние линейри- зующие колебания) будут существовать до тех пор, пока  $U_{вх}$  не достигнет такой величины, при которой ток  $i_{oc}$  уже не сможет уменьшить общий входной ток триггера до уровня отпускания.

При дальнейшем увеличении входного сигнала среднее напря- жение на нагрузке ( $R_n = R_k$ ) будет иметь максимально возмож- ную величину  $U_{вых\ c\ средн\ max} = E_k - \Delta U_{кэ} \approx E_k$ , что соответст- вует режиму насыщения уси- лителя.

Одной из особенностей схемы является необходи- мость соблюдения следую- щих неравенств:  $R_u \gg R_{вх}$  и  $R_{oc} \gg R_{вх}$ , так как на входе триггера осуществляется сложение токов.

Для расчета статической характеристики линейризо- ванного релейного усилителя согласно выражению (4) необходимо определить дли- тельность импульса  $T_1$  и длительность паузы  $T_2$  (при этом период линейризующих колебаний  $T = T_1 + T_2$ ).

При определении  $T_1$  необходимо воспользоваться схемой за- мещения (рис. 174, а) для состояния, соответствующего наличию импульса на нагрузке.

Тогда согласно приведенной схеме замещения будем иметь следующие два уравнения:

$$i = i_{oc} + i_c$$

или

$$(E_{см} - U_c)g = (U_c + U_{вх})g_{oc} + C \frac{dU_c}{dt} \quad (337)$$

и

$$i_u = i_{oc} + i_{вх}$$

или

$$(E_{вх} - U_{вх})g_u = (U_c + U_{вх})g_{oc} + U_{вх}g_{вх}, \quad (338)$$

откуда можно определить  $U_{вх}$ :

$$U_{вх} = E_{вх} \frac{g_u}{g_1} - U_c \frac{g_{oc}}{g_1}, \quad (339)$$

где проводимости

$$g = \frac{1}{R}; \quad g_{oc} = \frac{1}{R_{oc}}; \quad g_{вх} = \frac{1}{R_{вх}}; \quad g_u = \frac{1}{R_u}$$

и

$$g_1 = g_u + g_{вх} + g_{oc}$$

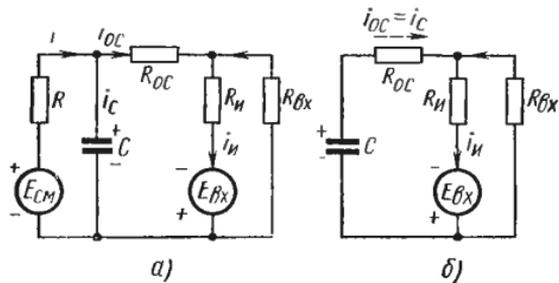


Рис. 174. К определению  $T_1$  и  $T_2$  схемы замещения:

а — при наличии импульса  $T_1$ ; б — в течение паузы  $T_2$

Подставляя зависимость (339) в выражение (337), после преобразований будем иметь

$$C \frac{dU_C}{dt} + g_2 U_C = E_{cm} g - E_{ex} g_u \frac{g_{oc}}{g_1},$$

где

$$g_2 = g_{oc} + g - \frac{g_{oc}^2}{g_1}.$$

Решение данного уравнения получаем в следующем виде:

$$U_C = E_{cm} \frac{g}{g_2} - E_{ex} \frac{g_u g_{oc}}{g_1 g_2} + \\ + \left( U_{C0} - E_{cm} \frac{g}{g_2} + E_{ex} \frac{g_u g_{oc}}{g_1 g_2} \right) e^{-\frac{g_2}{C} t}, \quad (340)$$

где  $U_{C0}$  — напряжение в момент  $t = 0$ , т. е. напряжение на конденсаторе в начале импульса или в конце паузы (когда  $U_{ex} = U_{ср\text{аб}}$ ).

Схема замещения, соответствующая состоянию реле при отсутствии импульса на нагрузке, приведена на рис. 174, б.

Тогда

$$U_C = U_{C0} = i_{oc} R_{oc} - U_{ср\text{аб}},$$

а

$$i_{oc} = i_u - i_{ex} \text{ или } i_{oc} = (E_{ex} - U_{ср\text{аб}}) g_u - U_{ср\text{аб}} g_{ex}.$$

Учитывая эти соотношения, окончательно получим

$$U_{C0} = E_{ex} \frac{g_u}{g_{oc}} - U_{ср\text{аб}} \frac{g_1}{g_{oc}}. \quad (341)$$

Подставляя уравнение (341) в выражение (340), а уравнение (340) в выражение (339), окончательно для  $U_{ex}(t)$  будем иметь

$$U_{ex}(t) = E_{ex} \frac{g_u (g_{oc} + g)}{g_1 g_2} - E_{cm} g_{oc} \frac{g}{g_1 g_2} - \\ - \left[ E_{ex} \frac{g_u (g_{oc} + g)}{g_1 g_2} - E_{cm} g_{oc} \frac{g}{g_1 g_2} - U_{ср\text{аб}} \right] e^{-\frac{g_2}{C} t}.$$

Так как при  $t = T_1$   $U_{ex}(t) = U_{omn}$ , то подставляя эти значения в уравнение для  $U_{ex}(t)$ , после преобразований окончательно получим

$$T_1 = \frac{C}{g_2} \ln \frac{E_{ex} g_u \frac{g_{oc} + g}{g_1 g_2} - E_{cm} g_{oc} \frac{g}{g_1 g_2} - U_{ср\text{аб}}}{E_{ex} g_u \frac{g_{oc} + g}{g_1 g_2} - E_{cm} g_{oc} \frac{g}{g_1 g_2} - U_{omn}}.$$

Аналогично можно определить время паузы  $T_2$ . Для схемы, приведенной на рис. 174, б, будем иметь

$$i_{oc} = i_c = -C \frac{dU_C}{dt} = (E_{ex} - U_{ex}) g_u - U_{ex} g_{ex}.$$

а

$$U_C = \frac{i_c}{g_{oc}} - U_{ex},$$

тогда

$$-C \frac{dU_C}{dt} = E_{ex} g_u + U_C g_u + C \frac{g_u}{g_{oc}} \frac{dU_C}{dt} + U_C g_{ex} + C \frac{g_{ex}}{g_{oc}} \frac{dU_C}{dt}$$

или

$$C \left( \frac{g_u + g_{ex}}{g_{oc}} + 1 \right) \frac{dU_C}{dt} + (g_u + g_{ex}) U_C = -E_{ex} g_u.$$

Решение этого уравнения после ряда преобразований получим в следующем виде:

$$U_C(t) = -\frac{E_{ex} g_u}{g_u + g_{ex}} + \left( \frac{E_{ex} g_u}{g_u + g_{ex}} + U'_{C0} \right) e^{-\frac{g_{oc} (g_u + g_{ex})}{C g_1} t}.$$

Здесь  $U'_{C0}$  — напряжение на конденсаторе в момент  $t = 0$  (в начале паузы).

Согласно соотношениям для соответствующих токов и напряжений (рис. 174, б) получим

$$U_C = U'_{C0} = \frac{i_{oc}}{g_{oc}} - U_{omn} = E_{ex} \frac{g_u}{g_{oc}} - U_{omn} \frac{g_1}{g_{oc}}.$$

Тогда, учитывая, что  $U_{ex} = \frac{i_c}{g_{oc}} - U_C$ , для  $U_{ex}(t)$  будем иметь

$$U_{ex}(t) = \frac{E_{ex} g_u}{g_u + g_{ex}} - \left( E_{ex} \frac{g_u}{g_u + g_{ex}} - U_{omn} \right) e^{-\frac{g_{oc} (g_u + g_{ex})}{C g_1} t}.$$

Поскольку при  $t = T_2$   $U_{ex}(t) = U_{c,раб}$ , после подстановки этих значений и выполнения необходимых преобразований окончательно получим следующее выражение для времени паузы  $T_2$ :

$$T_2 = \frac{C g_1}{g_{oc} (g_u + g_{ex})} \ln \frac{E_{ex} \frac{g_u}{g_u + g_{ex}} - U_{omn}}{E_{ex} \frac{g_u}{g_u + g_{ex}} - U_{c,раб}}.$$

Статическая характеристика линеаризованного транзисторного релейного усилителя приведена на рис. 173, в.

Двухтактная статическая характеристика может быть обеспечена при применении дифференциальной или мостовой схемы включения одноктактных линеаризованных транзисторных релейных усилителей.

В заключение следует отметить, что в качестве управляющих устройств могут быть использованы тиристоры и другие типы полупроводниковых управляющих устройств.

В настоящее время проводится разработка и сравнение различных вариантов схем линеаризованных бесконтактных полупроводниковых релейных усилителей, что позволит в дальнейшем для конкретных схем определить наиболее целесообразные области их применения.

## ОПТИКО-ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

## 1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Оптико-электрические преобразователи разделяются на прямые и обратные преобразователи.

В прямых преобразователях происходит преобразование видимых, инфракрасных или ультрафиолетовых излучений в изменения электрической энергии на выходе. В управляющих устройствах данных преобразователей (иногда называемых приемниками света) используется явление фотоэлектрического эффекта, заключающееся либо в изменении сопротивления фотопреобразователей, либо в возникновении в них э. д. с под действием внешнего излучения.

В обратных преобразователях происходит преобразование электрической энергии в электромагнитные излучения. Поэтому их называют просто источниками излучения.

Прямые и обратные преобразователи применяются в автоматике как раздельно, так и в совокупности. В первом случае прямые преобразователи обычно используются для обнаружения источников излучения (в авиационной автоматике особенно часто применяются преобразователи, чувствительные к инфракрасной области излучения); для определения интенсивности излучения и для измерения температуры (пирометрия). Обратные преобразователи нашли широкое применение в качестве различных световых индикаторов.

Использование прямых и обратных преобразователей в совокупности позволяет в значительной степени расширить диапазон применения оптико-электрических преобразователей. При этом они могут быть использованы в силу поглощающих свойств среды для измерения расстояния (например, уровня прозрачных для излучения жидкостей, перемещения различных заслонок и т. п.); плотности газов; в качестве модуляторов (например, применяя obturator между источником и приемником); в контрольной аппаратуре, а также для построения различных функциональных схем. Особая ценность такой совокупности заключается в том,

что связь между источником и приемником осуществляется с помощью фотонов (оптическая связь). Это позволяет получить полную электрическую развязку между ними (сопротивление до  $10^{16}$  ом, емкость менее  $10^{-5}$  пф) и, следовательно, сравнительно просто осуществлять согласование различных цепей, отличающихся напряжением, частотой, сопротивлением и другими электрическими параметрами. К тому же в связи с появлением миниатюрных источников излучения (твердые люминесцентные преобразователи) оптико-электрические преобразователи могут сыграть важную роль в решении проблем, связанных с миниатюризацией элементов, так как эффективная развязка между отдельными элементами приводит к снижению уровня требуемой мощности сигналов и большой плотности упаковки. К другим достоинствам оптической связи следует отнести высокую скорость и односторонность передачи, а также широкую полосу пропускания сигнала. Поэтому оптико-электрические преобразователи являются достаточно перспективными элементами автоматики.

Так как некоторые оптико-электрические преобразователи реагируют не только на ультрафиолетовые, но и на рентгеновые излучения, они непосредственно приближаются к преобразователям радиоактивных излучений, иногда называемых корпускулярными преобразователями. Поэтому параграф, посвященный этим преобразователям, отнесен к данной главе.

## 2. ПРЯМЫЕ ОПТИКО-ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Различают три вида управляющих устройств прямых преобразователей: с внешним фотоэффектом, с внутренним фотоэффектом и вентильные (или с  $p-n$  переходом).

Первый вид устройств обычно называют фотоэлементами, второй вид — фоторезисторами.

В устройствах третьего вида под действием излучения либо возникает э. д. с., либо меняется сопротивление  $p-n$  перехода. Первые из них называются вентильными фотоэлементами, другие в зависимости от числа  $p-n$  переходов соответственно фотодиодами или фототранзисторами.

Фотоэлементы с внешним фотоэффектом представляют собой вакуумные или газонаполненные двухэлектродные лампы, у которых один из электродов — фотокатод — под действием попадающего на него излучения испускает электроны, меняя тем самым сопротивление лампы. Это явление, называемое фотоэлектронной эмиссией или внешним фотоэффектом, наиболее сильно проявляется у металлов щелочной группы (цезий и др.).

Если такой фотоэлемент включить последовательно с резистором  $R_n$  в цепь источника напряжения  $E$ , как показано на рис. 175, а, то при правильном выборе параметров схемы можно получить почти линейную зависимость между мощностью посту-

падающего на фотокатод излучения  $P_{вх}$  и ток в цепи, а следовательно, и выходным напряжением  $U_{вых}$ . При этом, как и для фотоэлементов других видов, необходимо учитывать, что различные типы фотокатодов имеют неодинаковую чувствительность к излучениям разной длины волны, т. е. различную спектральную чувствительность. Зависимость чувствительности фотоэлемента от длины волны падающего на него излучения называется спектральной характеристикой. Эта характеристика имеет один или несколько максимумов.

Помимо спектральной чувствительности, фотоэлементы характеризуются интегральной чувствительностью, которая равна

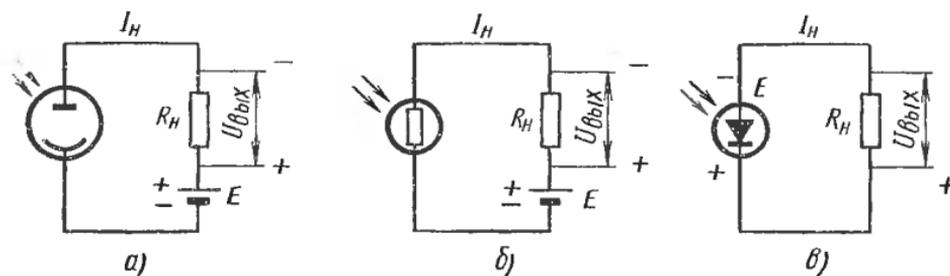


Рис. 175. Простейшие схемы включения фотоэлементов:

а — фотоэлемент с внешним фотоэффектом; б — фоторезистор; в — вентильный фотоэлемент

сумме спектральных чувствительностей, соответствующих всем длинам волн, лежащим в пределах чувствительности фотоэлемента. Чувствительность фотоэлемента измеряется в амперах на 1 *вт*. Если фотоэлемент реагирует только на видимую часть спектра, то мощность входного излучения может измеряться не в ваттах, а в единицах светового потока — люменах и соответственно чувствительность — в амперах на 1 *лм*. Так как у некоторых устройств фототок зависит не только от величины падающего светового потока, но и от приложенного напряжения, то в справочных данных иногда приводится величина удельной интегральной чувствительности  $K_0$ , которая определяется отношением

$$K_0 = \frac{I_\phi}{\Phi U_\phi},$$

где  $I_\phi$  — величина фототока;

$U_\phi$  — величина приложенного напряжения;

$\Phi$  — величина падающего светового потока.

Вакуумные двухэлектродные фотоэлементы являются практически безынерционными приборами с весьма малым темновым током — током, который протекает через фотоэлемент при полном затемнении. Темновой ток вакуумного фотоэлемента составляет примерно одну тысячную долю от максимально допустимого выходного тока. Некоторые типы вакуумных элемен-

тов позволяют получать довольно хорошую по сравнению с другими видами фотоэлементов температурную стабильность. Основным недостатком вакуумных фотоэлементов — их низкая чувствительность (единицы или десятки  $\text{мкА/лм}$ ) при небольшом внутреннем сопротивлении. Допустимые выходные токи вакуумных фотоэлементов не превышают 10—20  $\text{мкА}$ . Это требует применения для усиления даваемых им сигналов чувствительных электронных усилителей. Для применения более стабильных усилителей переменного тока входной поток излучения иногда модулируется

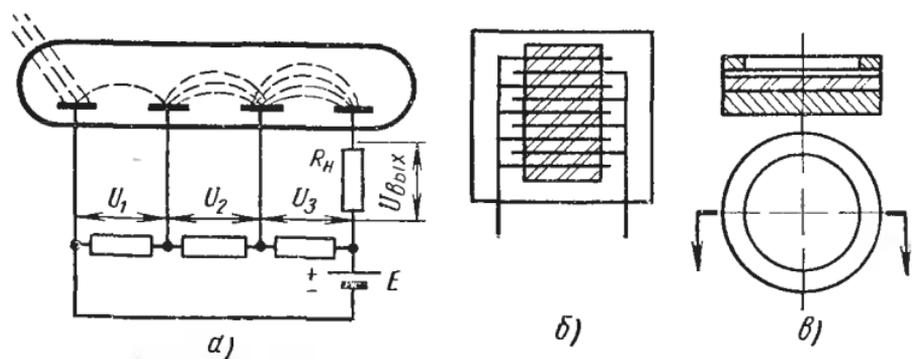


Рис. 176. Устройство некоторых фотоэлементов:

*a* — трехкаскадный фотоумножитель (схема); *б* — фоторезистор (схематический вид в плане); *в* — вентильный фотоэлемент (схематический вид в плане и разрезе)

путем периодического его прерывания с определенной частотой при помощи obtюратора, вращаемого с постоянной скоростью диска с одним или несколькими вырезами.

В газонаполненных фотоэлементах с внешним фотоэффектом конструктивные и схемные параметры подбираются так, чтобы первичные фотоэлектроны ионизировали газ, сохраняя состояние несамостоятельного разряда. Переход к тлеющему разряду не допускается. Благодаря этому сохраняется пропорциональность между входной мощностью и выходным током, но чувствительность по сравнению с вакуумными фотоэлементами увеличивается в несколько раз. Однако одновременно с этим возрастает и темновой ток, значительно сужается линейная область характеристики, а при частотах порядка нескольких килогерц проявляется инерционность.

Увеличение чувствительности более чем в несколько тысяч раз дают многокаскадные фотоумножители (рис. 176, *a*). Действие таких фотоумножителей основано на том, что первичные электроны попадают в поле вспомогательного напряжения постоянного тока  $U_1$  и выбивают из эмиттера в несколько раз больше число вторичных электронов, которые затем попадают в поле, создаваемое напряжением  $U_2$  и т. д. Конструкция и схемы включения фотоумножителей отличаются известной сложностью, а их коэффи-

коэффициент усиления зависит от изменения величины питающего напряжения  $E_a$  в степени, равной числу каскадов. Кроме того, для получения ускоряющих полей величина питающего напряжения должна иметь порядок 1000 в. Поэтому часто используются более простые однокаскадные умножители, повышающие чувствительность всего в несколько раз.

Широкое распространение получил второй вид управляющих устройств — фоторезисторы, в которых используется явление внутреннего фотоэффекта, или фотопроводимости. Под действием внешнего излучения многие полупроводники (сернистый висмут, сернистый кадмий и др.) увеличивают число электронов проводимости. Первичные электроны проводимости, сталкиваясь с атомами кристаллической решетки, вызывают дополнительный вторичный поток электронов. В результате величина сопротивления полупроводника значительно уменьшается.

Конструктивно фоторезисторы чаще всего представляют собой нанесенный на стеклянную или керамическую пластинку (рис. 176, б) площадью от единиц до сотен квадратных миллиметров слой полупроводника с входящими в последний двумя гребенкообразными электродами, которые получают заполнением выгравированных на стекле канавок химически неактивным проводником (золото и др.). Полупроводниковый слой должен быть защищен от атмосферных воздействий герметизацией в стеклянном или пластмассовом корпусе.

Некоторые виды фоторезисторов меняют свое сопротивление при освещении в несколько сот раз и допускают при меньших, чем у ламповых фотоэлементов, размерах выходные токи до нескольких миллиампер. Это позволяет использовать на выходе схемы (рис. 175, б) не только электронные, но и полупроводниковые и магнитные, а в пределе даже электромагнитные релейные усилители. К тому же (что иногда представляется важным для летательных аппаратов) фоторезисторы обладают большей чувствительностью в инфракрасной части спектра.

Крупными и принципиально трудно устранимыми недостатками фоторезисторов являются их сильная температурная зависимость, более высокая относительная величина темнового тока и самое главное большая инерционность. Эта инерционность обусловлена процессом образования потока вторичных электронов (первичные электроны возникают практически мгновенно) и для некоторых типов фоторезисторов (например, серно-таллиевые) может заметно проявляться уже на широко применяемых в бортовой автоматике частотах (порядка десятков и сотен герц), т. е. их постоянная времени (см. п. 2, гл. III) может достигать до сотых и даже десятых долей секунды. При этом те типы фоторезисторов, которые отличаются малой инерционностью (например, серносвинцовые), обладают, к сожалению, и меньшей чувствительностью.

Для повышения чувствительности малоинерционных сопротивлений их, даже в бортовых условиях, иногда сильно охлаждают с помощью сжиженных газов, однако при охлаждении не только повышается чувствительность, но и несколько возрастает инерционность.

Характер процесса образования потока вторичных электронов не всегда приводит к желательному нарушению линейного характера зависимости между мощностью излучения и выходным током. Эта зависимость может быть линеаризована только для сравнительно узкого диапазона изменений сигнала. Выходной ток фоторезисторов зависит от изменений напряжения питания, в то время как для вакуумных двухэлектродных фотоэлементов соответствующим выбором этого напряжения (работой при насыщенных фототоках) можно добиться почти полного устранения этой зависимости для возможных в эксплуатации пределов изменения питающих напряжений.

Третий вид фотоэлементов относится к числу генераторных управляющих устройств. При облучении этих полупроводниковых фотоэлементов, называемых вентильными потому, что они пропускают ток только в одном направлении, в них образуется э. д. с. определенной полярности, величина которой может достигать 1 в. Поэтому вентильные фотоэлементы не нуждаются в источниках питания и могут включаться по предельно простой схеме, изображенной на рис. 175, в.

Конструктивно они обычно выполняются следующим образом. На металлический дисковый электрод (см. рис. 176, в) наносится слой полупроводника (сернистый таллий, сернистое серебро, селен и др.), а на него осаждается полупрозрачная пленка золота, которая контактирует со вторым металлическим кольцевым электродом. Обязательно принимаются меры для защиты фотоэлемента от атмосферных влияний. На рис. 175, в указано направление тока для положительного фотоэффекта, наблюдаемого, в частности, у сернистого таллия (полупрозрачный электрод заряжается положительно). У селеновых фотоэлементов фотоэффект отрицательный и направление тока будет обратным указанному.

В настоящее время большое применение получили кремниевые фотоэлементы, изготавливаемые путем диффузии фосфора, сурьмы или бора в монокристалл кремния с  $p$  или  $n$  проводимостью. Кремниевые фотоэлементы позволяют преобразовывать энергию солнечного излучения с меньшими, чем другие вентильные фотоэлементы, потерями. Так, к. п. д. (отношение выходной мощности фотоэлемента к полной мощности излучения) их может превышать 10%, в то время как у селеновых фотоэлементов при тех же условиях к. п. д. составляет порядка 0,2%.

Под интегральной чувствительностью для вентильных элементов понимают отношение величины тока в режиме короткого замыкания ( $R_n = 0$ ) к величине светового потока.

Вентильные фотоэлементы обладают довольно высокой чувствительностью, но она обычно не может быть реализована вследствие инерционных явлений, так как электроды и слой полупроводника образуют конденсатор, который является причиной инерционности фотоэлементов этого типа. Постоянная времени цепи, если не учитывать сопротивления самого полупроводника, равна

$$T = (r + R_n) C,$$

где  $r$  — сопротивление полупрозрачной пленки;

$C$  — емкость конденсатора.

Очевидно, что с увеличением сопротивления  $R_n$  возрастает и постоянная времени причем уже для сопротивлений порядка нескольких тысяч оме ее величина будет примерно такой же, как

и у фоторезисторов. Это заставляет применять для усиления сигналов усилители с низкоомным входом — магнитные или полупроводниковые. Однако при этом не удастся выдержать оптимального соотношения сопротивлений источника э. д. с. и нагрузки с точки зрения усиления мощности. В некоторых случаях для усиления сигналов вентильных элементов применяются усилители низкой частоты с низкоомным трансформаторным входом, для этого выходной сигнал предварительно модулируют с помощью вибропреобразователя или иным способом.

Вентильные фотоэлементы, как и фоторезисторы, очень чувствительны к температуре, а их характеристика является линейной только при слабых излучениях.

Как уже отмечалось, другой разновидностью вентильных фотоэлементов являются фотодиоды и фототранзисторы. Это полупроводниковые германиевые или кремниевые приборы, близкие по устройству к полупроводниковым диодам — фотодиоды (типа  $n - p$ ) либо к полупроводниковым триодам (см. гл. IX) — фототранзисторы.

Одна из конструктивных схем фотодиода показана на рис. 177, а. При изготовлении фотодиодов для получения  $p - n$  перехода используется либо метод сплавления примесей, либо метод диффузии. При этом глубина  $p - n$  перехода относительно освещаемой поверхности делается меньше длины диффузии. Поэтому под действием лучистого потока большинство образовавшихся неосновных носителей достигает перехода, что приводит к снижению его сопротивления. Как и в вентильных фотоэлементах, в фотодиодах образуется э. д. с. Однако эти устройства обычно используются в фотодиодном режиме, возможном для этого типа вентильных преобразователей благодаря их способности выдерживать относительно высокие (порядка десятков вольт) обратные напряжения. В этом

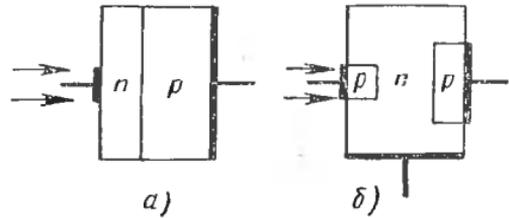


Рис. 177. Конструктивные схемы:  
а — фотодиодов; б — фототранзисторов.

режиме фотодиоды включаются по схеме, представленной на рис. 175, б (напряжение источника питания прикладывается в непроводящем направлении), и фактически работают как фоторезисторы: изменение интенсивности излучения вызывает изменение их сопротивления в непроводящем направлении.

Фотодиоды, подобно вакуумным фотоэлементам, работают в режиме насыщения фототока, поэтому их интегральная чувствительность не зависит от приложенного напряжения. Выходные токи фотодиодов порядка миллиампера, а их постоянные времени могут быть менее одной микросекунды.

В фототранзисторах (рис. 177, б) облучается светом базовая область. Поэтому, как и у обычных транзисторов, включенных по схеме с общим эмиттером, действием светового потока (подобно действию напряжения, прикладываемого между базой и эмиттером) приводит к увеличению тока эмиттера и соответственно выходного тока — тока коллектора.

Интегральная чувствительность у фототранзисторов за счет наличия в них внутреннего усиления на порядок выше, чем у фотодиодов, и составляет несколько сотен миллиампер на 1 лм. Поскольку у фототранзисторов входным воздействием является световой поток, то в первоначальных конструкциях вывод от базы отсутствовал. В настоящее время фототранзисторы делают с базовым выводом. Это обусловлено тем, что параметры фототранзисторов, как и других полупроводниковых устройств, сильно зависят от температуры. Поэтому базовый вывод можно использовать для построения схем с компенсацией влияния изменения температуры. С другой стороны, при наличии базового вывода достаточно просто получать определенный режим работы за счет подачи напряжения смещения.

В последнее время в оптико-электрических преобразователях начинают использоваться новые типы вентильных фотоэлементов — полевые фотоприборы и фототиристоры.

Фотоэлементы, как и все другие управляющие устройства, часто включаются в дифференциальные и мостовые схемы. Примером может служить дифференциальная схема включения фоторезисторов с питанием переменным током, показанная на рис. 178. При одинаковой освещенности верхнего и нижнего фоторезисторов  $r_1$  и  $r_2$  схема находится в равновесии и выходное напряжение равно нулю. Это может иметь место, например, если изображение контролируемого источника излучения с помощью соответствующей оптической системы сфокусировано так, что оба фоторезистора перекрываются этим изображением равномерно. Тогда при перемещении источника излучения фоторезисторы будут освещаться неравномерно и на выходе появится напряжение  $U_{вых}$ , величина которого пропорциональна величине перемещения, а фаза — направлению перемещения (по оси, соединяющей центры активных поверхностей фоторезисторов).

Так же, как и в других элементах автоматики, в схемы с фотоэлементами может быть введена обратная связь. Так как выходной сигнал является электрическим, то обратную связь наиболее просто осуществить в схемах с фототранзисторами с базовым выводом. Для других типов фотоэлементов наиболее простым способом введения обратной связи является способ с преобразованием части электрической энергии выходной цепи в световой поток — поток обратной связи.

Следует отметить, что такая обратная связь является также эффективной и для фототранзисторов, так как при этом сохраняется полная электрическая развязка между входными и выходными цепями элемента. Очевидно, для осуществления данного вида обратной связи необходимо в выходных цепях элементов использовать обратные преобразователи — источники излучения.

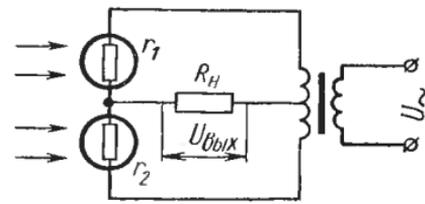


Рис. 178. Дифференциальная схема включения фоторезисторов

### 3. ОПТИКО-ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С ИСТОЧНИКАМИ ИЗЛУЧЕНИЯ

В качестве источников излучения в автоматике до последнего времени использовались главным образом различные виды ламп — лампы накаливания, газоразрядные, люминесцентные и т. д. В настоящее время получают распространение твердые электролюминесцентные преобразователи: электролюминесцентные конденсаторы и инжекционные диоды. Хотя данные преобразователи пока еще уступают по эффективности (к. п. д.) ламповым источникам, однако превосходят их по сроку службы, быстрдействию, имеют меньшие габариты и к тому же их параметры (необходимые напряжения питания и потребляемые токи) близки к параметрам полупроводниковых фотоэлементов, что позволяет включать их в общие схемы без промежуточных согласующих устройств.

К основным характеристикам источников излучения относятся яркостная и спектральная характеристики. Яркостная характеристика представляет собой зависимость яркости источника  $B$  от величины приложенного к нему напряжения  $U$ , т. е.  $B = f(U)$ , или тока  $I_u$ , т. е.  $B = f(I_u)$ . Спектральная характеристика характеризует яркость относительно длины волны излучения —  $B = \varphi(\lambda)$ . По этим характеристикам можно судить об эффективности связи между источниками излучения и фотоэлементами.

По своему устройству электролюминесцентные конденсаторы состоят из двух электродов, один из которых выполняют прозрачным, и расположенным между ними слоем люминофора. Принцип их работы основан на так называемом явлении электро-

люминесценции, выражающемся в свечении некоторых материалов (люминофоров) при помещении их в электрическое поле. Поэтому подключение такого конденсатора к источнику напряжения вызывает его свечение. Причем в случае переменного напряжения интенсивность излучения и его спектр зависят как от вида люминофора, так и от частоты приложенного напряжения. К наиболее эффективным люминофорам относятся соединения из класса сульфидов. Различают порошковые люминофоры и люминофоры, выполненные в виде тонкой однородной пленки (сублимат фосфоры). Сублимат фосфоры по сравнению с порошковыми люминофорами могут возбуждаться как от переменного, так и от постоянного напряжения, в то время как у порошковых люминофоров свечение происходит только при переменном напряжении. Яркостная характеристика для электролюминесцентных конденсаторов описывается с помощью уравнения

$$B = KUe^{-\frac{b}{\sqrt{U}}}, \quad (342)$$

где  $K$  и  $b$  — параметры данного конденсатора, зависящие и от частоты питающего напряжения.

Напряжение питания при яркости 30 нит для сублимат фосфоров составляет 25—30 в, а для порошковых люминофоров более 150 в.

В динамическом отношении для линеаризованных участков зависимости (342) [см. замечания к выражению (174)] электролюминесцентный преобразователь может замещаться аperiodическим звеном.

Хотя для некоторых видов электролюминесцентных конденсаторов постоянная времени может достигать величины  $10^{-10}$  сек, в среднем они являются достаточно инерционными приборами (с постоянной времени порядка миллисекунд). К другим недостаткам электролюминесцентных конденсаторов следует отнести уменьшение их интенсивности свечения за время эксплуатации и от действия внешнего источника света.

Разработанные в последнее время инжекционные диоды отличаются большим быстродействием (их постоянные времени, даже при комнатной температуре, не превышают  $10^{-6}$  сек) и меньшим изменением интенсивности излучения от времени (за несколько сот часов непрерывной работы диода она падает лишь на 30% и дальше остается практически постоянной). К тому же их напряжение питания составляет несколько вольт.

Инжекционные диоды обычно изготавливаются из арсенида галлия, фосфида галлия и карбида кремния. Их излучение обусловлено интенсивной рекомбинацией электронов и дырок в результате инжекции через  $p-n$  переход неосновных носителей тока.

Яркостная характеристика инжекционных диодов (рис. 179) для случая изменения яркости на один-два порядка может быть линеаризована и описана выражением

$$V = K_{\partial} (I_{\partial} - I_0) \quad \text{для } I_{\partial} > I_0, \quad (343)$$

где  $K_{\partial}$  — постоянный коэффициент, определяет угол наклона аппроксимирующей прямой ( $K_{\partial} = \operatorname{tg} \alpha$ );

$I_0$  — пороговый ток диода, соответствующий отрезку на оси абсцисс, отсекаемому прямой.

Значение порогового тока для различных диодов лежит в пределах 0,3—2 ма. Яркость свечения составляет несколько сот нит при токе через диод несколько десятков миллиампер.

Основной недостаток диодов заключается в их низкой эффективности — несколько процентов, но диоды являются новыми приборами, поэтому при дальнейшем совершенствовании технологии их электрические показатели, несомненно, будут улучшены. К тому же повышение в несколько раз интенсивности излучения диодов может быть получено применением импульсного способа управления диодов.

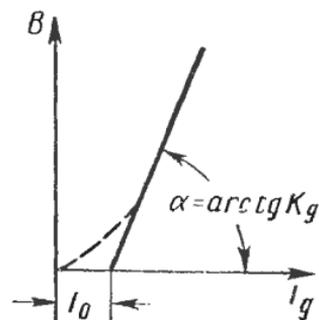


Рис. 179. К линеаризации яркостной характеристики инжекционных диодов

Основная задача при осуществлении оптической связи сводится к выбору типов источника и приемника излучений. При выборе пары источник  $I$  — приемник  $\Pi$  (рис. 180) исходят из сопоставления их спектральных характеристик. Очевидно, для получения оптимальной связи (максимального коэффициента передачи сигнала) необходимо соответствие спектральных характеристик, которые обычно характеризуются корреляционным коэффициентом  $K_{\kappa}$ , определяемым из выражения

$$K_{\kappa} = \frac{\int_{\lambda_{\min}}^{\lambda_{\max}} \left(\frac{f}{f_m}\right)_{\lambda} \left(\frac{K}{K_m}\right)_{\lambda} d\lambda}{\int_{\lambda_{\min}}^{\lambda_{\max}} \left(\frac{f}{f_m}\right)_{\lambda} d\lambda},$$

где  $\left(\frac{f}{f_m}\right)$  и  $\left(\frac{K}{K_m}\right)$  — относительные спектральные характеристики источника и приемника;

$\lambda_{\min}$  и  $\lambda_{\max}$  — граничные значения спектральной характеристики приемника.

При правильном выборе материала источника и приемника коэффициент  $K_k$  лежит в интервале 0,6—0,9, что является условием их согласования. Лучшее согласование получается, если приемник и источник изготовлены из одинакового материала.

Для осуществления оптической связи с максимально возможным коэффициентом передачи необходимо не только согласование спектральных характеристик источника и приемника, но и осуществление связи с наименьшими потерями. Это может быть достигнуто за счет применения световода — тонкого волокна из неорганического стекла диаметром несколько десятков микрон с покрытием.

При соответствующем угле падения света на торец световода лучи, испытывая в нем полное внутреннее отражение, распространяются вдоль световода и достигают его выхода почти без ослабления.

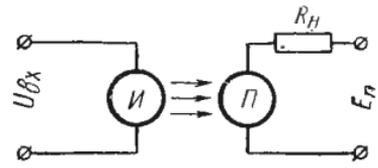


Рис. 180. Простейшая схема оптической связи

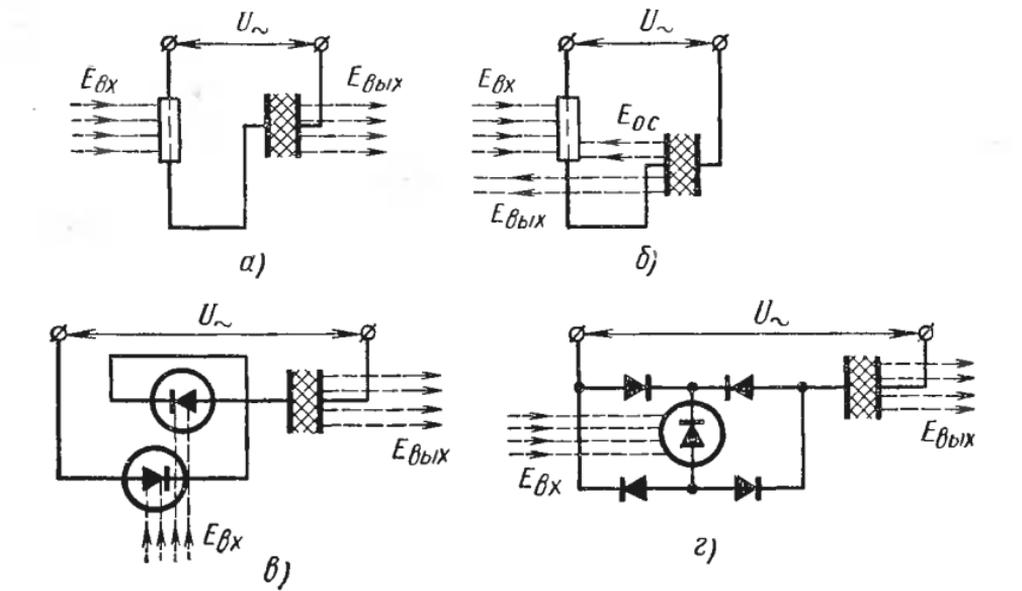


Рис. 181. Схемы с электролюминесцентными преобразователями:

а — простой преобразователь излучения с фоторезистором; б — преобразователь с обратной связью; в — простой преобразователь с фотодиодами; г — вариант схемы 181, в

Помимо оптической связи, в схемах элементов автоматики источник и приемник могут быть только в электрической связи либо иметь одновременно электрическую и оптическую связь. Причем при электрической связи источник и приемник могут представлять собой одно конструктивное устройство.

Схема, приведенная на рис. 181, а и состоящая из последовательно соединенных фоторезистора и люминесцентного преобразователя, может служить для преобразования спектра излучений,

поскольку излучение  $E_{вых}$  преобразователя может значительно отличаться по спектру от входного излучения  $E_{вх}$ , подаваемого на фоторезистор. При соответствующих параметрах фоторезистора и преобразователя интенсивность выходного излучения может превышать интенсивность входного излучения, т. е. схема может служить усилителем излучений.

Если некоторую часть потока выходного излучения  $E_{oc}$  подавать обратно на фоторезистор (рис. 181, б), то в схему будет введена положительная обратная связь со всеми сопутствующими этому обстоятельствами. Обычно при достаточной глубине обратной связи наступит релейный режим и схема (рис. 181, б) будет являться одной из разновидностей бесконтактных реле — триггеров. В иностранной литературе подобные триггеры с обратной связью, основанные на излучении, носят название оптронов.

Подобные схемы могут включаться и каскадно, причем выходное излучение одной из схем, очевидно, может воздействовать одновременно на входы нескольких последующих схем. Очень важно заметить, что в этом случае все эти схемы полностью развязаны от влияния выходных параметров на цепь входа (см. разд. 2, гл. III), т. е. с большой точностью выполняется детектирующее действие.

Фотодиоды и фототранзисторы рассчитаны на питание постоянным током определенной полярности и поэтому их применение в схемах с фотопреобразователями при переменном напряжении питания ведет к некоторым усложнениям. Так, в схеме (рис. 181, в), эквивалентной схеме, изображенной на рис. 181, а, приходится иметь два последовательно включенных фотодиода, каждый из которых подвергается одинаковому входному излучению. При таком включении сопротивление фотодиода, к которому в этот полупериод прикладывается напряжение в проводящем направлении, оказывается достаточно малым и практически не оказывает влияния на режим цепи. Для устранения этого недостатка используют схему (см. рис. 181, г), которая содержит только один фотодиод или фототриод, но требует четыре вспомогательных обычных диода.

Схему, изображенную на рис. 181, г, можно рассматривать как схему нереверсивного модулятора, позволяющего использовать в цепях с питанием от переменного тока не только фототранзисторы и фотодиоды, но также обычные транзисторы, электронные лампы и другие устройства, требующие питания постоянным током.

Для фотодиодов и фототранзисторов эти схемы особенно удобны тем, что в них можно получить выходной сигнал переменного тока непосредственно, не прибегая к модуляции светового потока с помощью обтюраторов, что обычно выполняется при питании схемы постоянным током.

В обеих последних схемах для обеспечения симметрии положительной и отрицательной полуволн выходного напряжения

нужно подбирать фотодиоды и обычные диоды с близкими характеристиками. Специально для схемы, приведенной на рис. 181, в, изготавливаются двойные фотодиоды, которые по конструкции представляют собой одно целое, что сближает характеристики их «половин».

На основе схем, показанных на рис. 181, в и г, например по типу схемы, изображенной на рис. 178, могут быть построены и реверсивные схемы.

#### 4. ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА ОПТИКО-ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Для расчета схем с фотопреобразователями удобнее всего пользоваться семейством вольт-амперных характеристик  $I_{\phi} = f(U_{\phi})$  фотоэлемента данного типа<sup>1</sup>, снятых при различных интенсивностях излучения  $E_{\text{вх}}$  для интересующих в данном конкретном случае длинах волн этих излучений.

Вольт-амперные характеристики фотоэлементов различных видов (рис. 182) резко отличаются друг от друга по форме (масштабы этих кривых для разных типов также будут различными). Однако во всех этих случаях вполне пригодным является графический метод расчета, широко применявшийся ранее. Для неревверсивных схем (рис. 175, а и б) построения, необходимые для получения статической характеристики схемы, сводятся, как и в случае ранее рассмотренных элементов, к проведению прямой линии нагрузки (рис. 182, а). Если же фоторезистор включен, например, по схеме, приведенной на рис. 175, б, но питание схема получает от источника переменного тока  $U_{\sim}$ , а нагрузка носит чисто реактивный характер, то по аналогии с выражением (75) будем иметь

$$U_{\sim}^2 = I^2 X_H^2 + U_{\phi}^2, \quad (344)$$

откуда аналогично уравнению (76) получим уравнение эллипса

$$\frac{U_{\phi}^2}{U_{\sim}^2} + \frac{I^2}{I_{\text{кз}}^2} = 1, \quad (345)$$

где по-прежнему ток короткого замыкания

$$I_{\text{кз}} = \frac{U_{\sim}}{X_H}.$$

Построение эллипса выполнено на рис. 182, в.

<sup>1</sup> В справочных данных на фотоэлементы эти характеристики иногда отсутствуют, но они могут быть получены путем пересчета имеющихся сведений, если только общий комплекс этих справочных данных достаточен для решения поставленной задачи. Для этого необходимо располагать семейством световых характеристик, дающих зависимость фототока от интенсивности излучения  $I_{\phi} = \Phi(E_{\text{вх}})$  при разных значениях  $U_{\phi}$ .

Переходя к аналитическим методам расчета, заметим, что разнообразный характер вольт-амперных характеристик требует и различных видов их аппроксимаций для разных фотоэлементов.

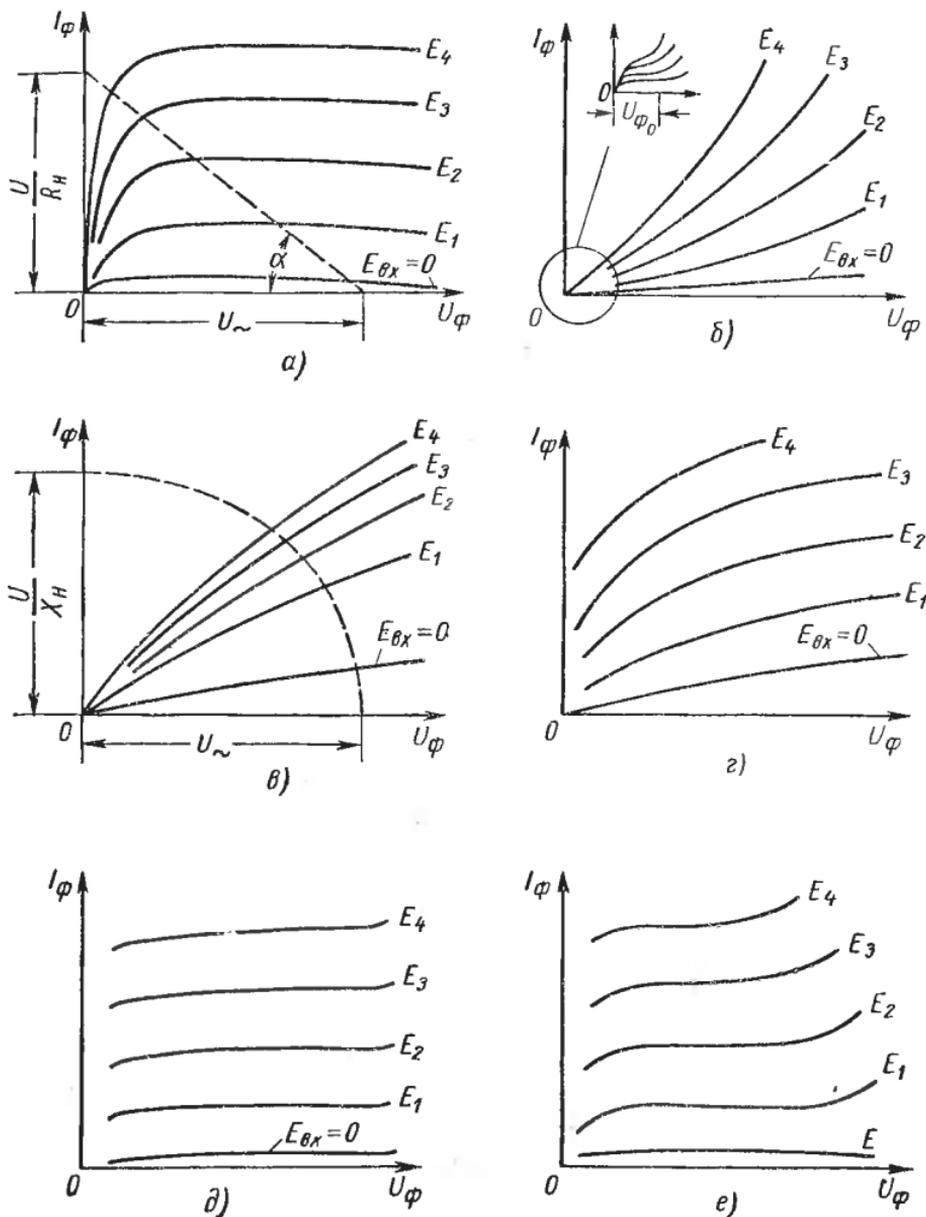


Рис. 182. Вольт-амперные характеристики фотоэлементов:

*a* — вакуумного; *б* — газонаполненного; *в* — фоторезистора; *г* — точечного фотодиода; *д* — плоскостного фотодиода; *е* — плоскостного фототриода

Как всегда, исходя из применения элементов в регуляторах, будем аппроксимировать относительно линейные участки вольт-амперных характеристик прямыми линиями. При этом во многих

случаях можно воспользоваться аппроксимирующими выражениями, уже примененными к ранее рассмотренным элементам.

Обращаясь к семейству вольт-амперных характеристик точечного фотодиода типа, изображенного на рис. 182, *г*, замечаем, что общее расположение линейных участков семейства сходно с расположением линейных участков вольт-амперных характеристик дросселя магнитного усилителя (см. рис. 103, *б*), если учесть, что характеристики фотодиода изображают зависимость  $I = f(U)$ , характеристики дросселя — зависимость  $U = \varphi(I)$ .

Сказанное позволяет применить в данном случае аппроксимацию по типу выражения (185), что в соответствии с рис. 183 дает

$$I_{\phi} = I_0 + KE_{ex} + U_{\phi} \frac{1}{r_{i\phi}}, \quad (346)$$

где  $I_0$  — отрезок, который отсекает на оси тока спрямленная характеристика, соответствующая нулевому входному сигналу  $E_{ex} = 0$ ;

$K = \frac{\Delta I_{\phi}}{\Delta E_{ex}}$  (при  $U_{\phi} = \text{const}$ ) — дифференциальная чувствительность (дифференциальный передаточный коэффициент) фотодиода по току;

$r_{i\phi} = \text{tg} \beta = \frac{\Delta U_{\phi}}{\Delta I_{\phi}}$  (при  $E_{ex} = \text{const}$ ) — внутреннее дифференциальное сопротивление фотодиода, равное отношению изменения падения напряжения на фотодиоде к изменению тока через фотодиод при неизменном входном облучении и носящее для интересующих нас частот активный характер.

Линейные участки вольт-амперных характеристик (см. рис. 182, *а*, *д* и *е*) вакуумного фотоэлемента, плоскостных фотодиодов и фототриодов имеют величину угла  $\beta$ , близкую к  $90^\circ$ , что соответствует весьма большому внутреннему сопротивлению  $r_{i\phi}$  этих типов фотоэлементов.<sup>1</sup> Вследствие этого обычно можно пренебречь последним членом правой части выражения (346) и аналитическое выражение семейства вольт-амперных характеристик для указанных типов фотоэлементов упрощается и сводится к виду

$$I_{\phi} = I_0 + KE_{ex}, \quad (347)$$

Если есть возможность пренебречь так называемым темновым током  $I_0$  (что особенно часто бывает возможным для вакуумных фотоэлементов), то характер упрощений оказывается подобным переходу от реальных магнитных усилителей к идеализированным (см. п. 9, гл. VIII).

<sup>1</sup> Ориентировочная величина  $r_{i\phi}$  для точечных фотодиодов имеет порядок десятков килоом, а для плоскостных — порядок единиц или десятков мегом.

Как и в случае идеализированных магнитных усилителей, параметры схем с такими фотоэлементами не зависят от изменений величины напряжения питания, пока рабочие участки ограничиваются спрямленными частями вольт-амперных характеристик. В данном случае это наглядно видно по графику, приведенному на рис. 182, а.

Совершенно иной вид имеют вольт-амперные характеристики газонаполненного фотоэлемента, показанные на рис. 182, б. Они несколько напоминают начальные участки вольт-амперных характеристик ПТР [см. рис. 52 и также см. выражение (71)] и в первом приближении могут быть аппроксимированы пучком прямых, проходящих через начало координат:

$$U_{\phi} = r_{i\phi_0} (1 - KE_{\text{вх}}) I_{\phi}, \quad (348)$$

где  $r_{i\phi_0}$  — внутреннее дифференциальное сопротивление газонаполненного фотоэлемента при нулевом входном сигнале, которое в данном случае является функцией интенсивности входного излучения:

$$r_{i\phi} = r_{i\phi_0} (1 - KE_{\text{вх}}) \quad (349)$$

и при сделанном выше допущении (аппроксимирующие прямые проходят через начало координат) одновременно и статическим сопротивлением. Поэтому  $r_{i\phi_0}$  является темновым сопротивлением.

Однако при более точной аппроксимации нужно учесть, что в области низких напряжений, в особенности при слабых интенсивностях излучения, есть небольшой участок, на котором характеристики идут почти параллельно оси напряжения. Этот участок на рис. 182, б заключен в штриховую окружность и так же показан отдельно в увеличенном масштабе. Наличие этого участка приближенно может быть учтено перенесением центра пучка из начала координат в точку  $(U_{\phi_0}, 0)$ . Тогда уточненное аппроксимирующее выражение вместо (348) будет иметь вид

$$U_{\phi} = U_{\phi_0} + r'_{i\phi_0} (1 - K'E_{\text{вх}}) I_{\phi}, \quad (350)$$

где  $r'_{i\phi_0}$  и  $K'$  будут несколько отличаться от значений  $r_{i\phi_0}$  и  $K$  и не будут, строго говоря, иметь того же физического смысла.

Особенностью вольт-амперных характеристик фоторезисторов (см. рис. 182, в) является резко нелинейная зависимость между фототоком и интенсивностью излучения, т. е. чувствительность

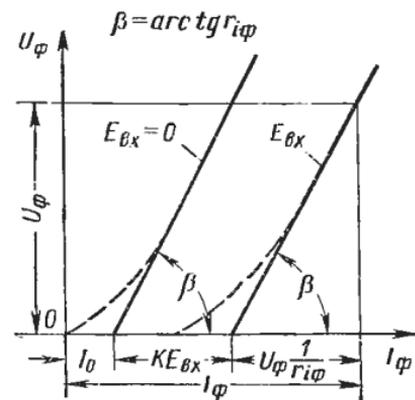


Рис. 183. Спрямление вольт-амперных характеристик точечного фотодиода

фоторезистора не остается постоянной. Это семейство может быть аппроксимировано выражением

$$U_{\phi} = \frac{1}{g_{\phi_0} + n \sqrt{E_{ex}}} I_{\phi}. \quad (351)$$

Величина полного сопротивления, совпадающего с дифференциальным сопротивлением, равна

$$r_{\phi} = r_{i\phi} \frac{1}{g_{\phi_0} + n \sqrt{E_{ex}}}, \quad (352)$$

где  $g_{\phi_0} = \frac{1}{r_{\phi_0}}$  — темновая проводимость фоторезистора;

$n$  и  $m$  — параметры фоторезистора.

Заметим, что во многих случаях  $m \approx 2$ .

При расчете схем с фотоприемниками и источниками излучений в исходную систему уравнений, помимо уравнения (344) электрической цепи и уравнений (346)—(351), фотоприемника, добавляются уравнения, характеризующие применяемый источник: яркостная характеристика (например, на рис. 179) и вольт-амперная характеристика. Вольт-амперная характеристика инжекционного диода достаточно точно описывается выражением

$$I_{\partial} = AU^{\alpha},$$

где  $A$  и  $\alpha$  — постоянные коэффициенты.

В заключение отметим, что все примененные виды аппроксимаций соответствуют принципу компенсации (см. п. 14, гл. VIII) и потому могут быть использованы для расчета схем сложной конфигурации.

В динамическом отношении все фотоэлементы, если их нельзя полагать для данных условий безынерционными, с достаточной степенью точности могут замещаться апериодическими звеньями. Следует лишь помнить, что постоянная времени фотоэлементов может существенно зависеть от параметров схемы, их температуры, а также от спектра воздействующего излучения.

## 5. ПРИМЕНЕНИЕ РАДИОИЗОТОПОВ В ЭЛЕМЕНТАХ АВТОМАТИКИ

Как известно, почти у всех элементов существует по несколько видов атомов, называемых изотопами, которые отличаются атомными весами и обладают почти одинаковыми химическими и физическими свойствами. При облучении различных химических элементов потоками ядерных частиц удастся получить по несколько радиоактивных изотопов (радиоизотопов), которые являются неустойчивыми изотопами. Они претерпевают радиоактивные превращения, сопровождающиеся излучениями.

Различают три вида радиоактивных излучений<sup>1</sup>:

$\alpha$ -лучи — положительно заряженные ионы гелия, которые очень активно ионизируют газы, проникающая способность их мала;

$\beta$ -лучи — поток электронов (отрицательные  $\beta$ -лучи) или позитронов (положительные  $\beta$ -лучи). Эти лучи ионизируют газы значительно слабее  $\alpha$ -лучей, но проникающая способность их значительно выше;

$\gamma$ -лучи — электромагнитные колебания с длинами волн, диапазон которых распространяется от десятых до тысячных долей ангстрема ( $1\text{ \AA} = 10^{-8}\text{ см}$ ).

Проникающая способность  $\gamma$ -лучей зависит от энергии данного радиоизотопа<sup>2</sup>, но она обычно выше проникающей способности лучей рентгена. Для полного поглощения  $\gamma$ -лучей может потребоваться лист свинца толщиной в несколько сантиметров, а в воздухе эти лучи распространяются на сотни метров. Однако  $\gamma$ -лучи очень слабо ионизируют газы, причем весьма существенно, что при ионизации сравнительно малых объемов газа значительную роль играют процессы поглощения излучения стенками сосуда; следовательно, интенсивность ионизации зависит от материала стенок.

$\alpha$ -излучения наблюдаются преимущественно у тяжелых естественных радиоактивных элементов. Искусственные радиоизотопы дают  $\beta$  и  $\gamma$ -излучения различного спектра. Поглощение этих видов излучения при направленном излучении<sup>3</sup> происходит в первом приближении по экспоненциальному закону:

$$J = J_0 e^{-\mu X}, \quad (353)$$

где  $J_0$  — активность при отсутствии поглотителя;

$J$  — активность после прохождения через слой поглотителя (твердого, жидкого и газообразного) толщиной  $X$ ;

$\mu$  — коэффициент поглощения, имеющий для  $\beta$ - и  $\gamma$ -лучей различную величину.

Значения коэффициента поглощения зависят как от природы поглотителя, так и от энергии излучения. Значения этого коэффициента в некотором приближении прямо пропорциональны плотности поглощающей среды. Радиоактивные излучения испытывают преломление и отражение на границе двух сред с различными плотностями.

Ионизирующие свойства радиоактивных излучений в соединении с явлениями поглощения (а также отражения) этих излучений могут быть использованы для построения самых разнообразных

<sup>1</sup> В настоящее время намечается использование в автоматике не только самих излучений, но и нейтроинных потоков, которые могут быть получены с помощью этих излучений.

<sup>2</sup> Энергия излучения возрастает с уменьшением длины волны.

<sup>3</sup> Для расходящегося пучка необходимо учитывать также и ослабление за счет увеличения расстояния от источника.

воспринимающих элементов, преобразующих различные неэлектрические параметры в электрическое напряжение. В авиационных системах автоматики наиболее удобно применение радиоизотопов для преобразования линейных и угловых перемещений, а также плотностей газов в напряжение.

Одна из возможных принципиальных схем подобных устройств показана на рис. 184. Уместно обратить внимание на внешнее сходство этой схемы со схемами, использующими искусственные источники света и фотоэлементы. Как и световая энергия, энергия излучения в процессе преобразования выполняет вспомогательную роль. Вместо источника света имеется заключенное в ампулу 1

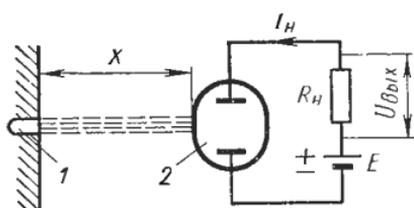


Рис. 184. Принципиальная схема преобразователя с радиоизотопом:

1 — ампула с радиоизотопом; 2 — ионизационная камера

радиоактивное вещество, а вместо фотоэлемента — ионизационная камера 2. Ионизационная камера в простейшем случае состоит из двух помещенных в газовой среде (чаще всего в воздухе) электродов. Обращенная к ампуле стенка камеры должна быть легко проницаемой для излучения. На электроды ионизационной камеры подается напряжение от источника постоянного тока  $E$  через высокоомное сопротивление  $R_n$ .

Излучение радиоизотопа ионизирует газ, и в цепи схемы появляется ток  $I_{\text{вылх}}$  тем больший, чем выше интенсивность излучения. Падение напряжения на сопротивлении  $R_n$  является выходным напряжением воспринимающего элемента, которое затем поступает на усилитель.

В соответствии с выражением (353) интенсивность проникающего в камеру излучения зависит от расстояния между ампулой и камерой  $X$  и плотности среды. Таким образом, укрепив ампулу на перемещающейся детали (сильфон, рамка гироскопа и т. п.), можно преобразовывать изменяющееся расстояние  $X$  в электрическое напряжение  $U_{\text{вылх}}$ ; плотность газовой среды при этом должна быть постоянной. Перемещение можно также измерять, связав перемещающуюся деталь с ширмой, которая перекрывает поток излучения и тем меняет интенсивность проникающего в камеру излучения. Если сохранять расстояние  $X$  неизменным, то можно измерять плотность газовой среды (следовательно, и ее давление, если учесть влияние температуры).

Вследствие большой жесткости радиоактивных излучений рассмотренные воспринимающие элементы дают очень большие возможности, позволяя измерять уровень непрозрачных жидкостей, толщину металлических конструкций и т. п. В этих элементах обеспечивается несравненно более высокая стабильность излучения, чем у источников света, что в принципе позволяет получить более высокие точности.

Конструкция ионизационных камер бывает самой различной. Электроды бывают не только плоскими, но и в виде концентрических цилиндров, шаров и пр. Давление в герметизированной камере может быть как равным атмосферному, так и значительно выше или ниже атмосферного. Камера должна быть тщательно защищена от действия влаги.

Несмотря на кажущуюся простоту устройства, применение радиоактивных воспринимающих элементов в авиационных условиях затруднено малой величиной тока и большим выходным сопротивлением схем с ионизационными камерами. Ионизационные токи, возникающие в камере, имеют величину порядка  $10^{-7}$ — $10^{-13}$  а. Получение необходимых значений выходных напряжений связано с необходимостью включения весьма больших сопротивлений  $R_n$ , составляющих часто многие сотни и даже тысячи мегом. Это приводит к тому, что обычные усилительные лампы не могут быть использованы для усиления получаемых сигналов из-за шунтирующего действия малых сопротивлений, утечки между сеткой и катодом, а также вследствие искажающего влияния сеточных токов лампы. Для усиления необходимо применять специальные электрометрические лампы (некоторые пентоды с повышенной изоляцией электродов при специальном включении могут заменять электрометрические лампы). Однако длительная работа электрометрических усилителей сопровождается значительным изменением их характеристик.

Можно предполагать, что полупроводниковая техника даст ионизационным камерам более удобные заменители, о чем свидетельствует широкое распространение счетчиков частиц, изготовленных из кремния с  $p-n$  переходом.

**Глава XI**

---

**КОРРЕКТИРУЮЩИЕ ЭЛЕМЕНТЫ****1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ**

Корректирующими (или стабилизирующими) устройствами называются специальные элементы автоматики, которые вводятся в регулятор для улучшения качества регулирования. Этот результат можно получить, если в сигнал ввести дополнительные составляющие, пропорциональные производным или интегралам от изменения сигнала во времени, что позволяет существенно менять в нужном направлении свойства системы автоматического регулирования.

Поэтому в качестве корректирующих механических и гидравлических элементов могут служить все рассмотренные в п. 8, гл. IV преобразователи скорости в перемещение (центробежный воспринимающий элемент, изодром и др.), поскольку их выходная величина пропорциональна производной во времени от входной.

Примером электромеханического корректирующего элемента может служить тахогенератор, работающий в следящей системе угловых положений валов (см. п. 10, гл. VI).

Во многих случаях роль корректирующего устройства выполняет жесткая механическая или электрическая обратная связь, охватывающая определенное число элементов регулятора.

Наибольшей конструктивной простотой и гибкостью регулировки обладают электрические корректирующие элементы в виде контуров, состоящих из резисторов и конденсаторов, которые называют обычно корректирующими цепями.

**2. ПЕРЕДАТОЧНЫЕ ФУНКЦИИ ИДЕАЛЬНЫХ  
КОРРЕКТИРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ**

В общем случае от корректирующего устройства может потребоваться многократное дифференцирование и интегрирование сигнала. Однако технические трудности осуществления таких сложных устройств приводят к тому, что практически редко вводят более двух производных или двух интегралов. При двух производ-

ных и двух интегралах уравнение идеального корректирующего устройства, очевидно, должно иметь вид

$$X_{вых}(t) = K_{-2} \int_0^t dt \int_0^t X_{вх}(t) dt + K_{-1} \int_0^t X_{вх}(t) dt + K_0 X_{вх}(t) + K_1 \frac{dX_{вх}(t)}{dt} + K_2 \frac{d^2 X_{вх}(t)}{dt^2}, \quad (354)$$

что соответствует передаточной функции

$$W(p) = \frac{K_{-2}}{p^2} + \frac{K_{-1}}{p} + K_0 + K_1 p + K_2 p^2. \quad (355)$$

Гораздо чаще ограничиваются введением одной производной или одного интеграла, либо одной производной и одного интеграла одновременно. В этом случае

$$W(p) = K_1 p \quad (356)$$

или

$$W(p) = \frac{K_{-1}}{p}. \quad (357)$$

Если требуется, чтобы выходной сигнал содержал также и составляющую, пропорциональную самому входному сигналу, передаточные функции должны иметь вид

$$W(p) = K_0 + K_1 p \quad (358)$$

или

$$W(p) = K_0 + \frac{K_{-1}}{p}. \quad (359)$$

Корректирующее устройство с передаточной функцией вида (358) иногда называют стабилизирующим звеном.

Если необходимо, чтобы выходной сигнал содержал три составляющие — пропорциональные входному сигналу, его первой производной и интегралу, то получается интегро-дифференцирующее корректирующее устройство с передаточной функцией

$$W(p) = \frac{K_{-1}}{p} + K_0 + K_1 p. \quad (360)$$

Кроме корректирующих устройств с указанными передаточными функциями, достаточно часто требуются корректирующие устройства, дающие на выходе вторую производную от входного сигнала. Такие устройства, очевидно, представляют собой дифференцирующие звенья второго порядка и могут быть получены последовательным включением двух дифференцирующих звеньев первого порядка с передаточной функцией вида (356). Приведенные

выше передаточные функции соответствующим идеальным звеньям, которые практически могут быть реализованы только приближенно.

Для повышения точности выполнения требуемых операций корректирующие устройства должны быть активными.

В результате возникают значительные конструктивные осложнения, которые заставляют чаще всего идти по пути использования пассивных корректирующих устройств, несмотря на пониженную точность воспроизведения ими требуемых передаточных функций.

Рассмотрим наиболее распространенные схемы пассивных корректирующих цепей.

### 3. ДИФФЕРЕНЦИРУЮЩИЕ КОНТУРЫ

Назначение дифференцирующих контуров — уменьшение влияния инерционности объекта регулирования и элементов регулятора (см. рис. 2) на качество регулирования.

Если на входе апериодического звена действуют гармонические колебания, то в установившемся (точнее принужденном) режиме запаздывание проявляется в отставании фазы выходных колебаний относительно входных. Следовательно, для компенсации влияния инерционности требуется ввести в регулятор элемент, создающий опережающий сдвиг фазы, причем вполне достаточно, чтобы вводимый элемент обеспечивал компенсацию фазы лишь в рабочем диапазоне частот, т. е. в пределах полосы пропускания системы. Таким элементом является уже рассмотренный ранее приведенный контур (см. рис. 26).

Представим себе, что апериодическое звено с коэффициентом передачи  $K = 1$  и дифференцирующий контур имеют одинаковые постоянные времени и параллельно и согласно включены. Согласно выражению (19) их эквивалентная передаточная функция будет

$$W_3(p) = W_1(p) + W_2(p) = \frac{1}{T_p + 1} + \frac{Tp}{Tp + 1} = 1,$$

т. е. в первом приближении<sup>1</sup> вносимое апериодическим звеном запаздывание оказалось скомпенсированным (см. графики на рис. 185).

Здесь осуществляется компенсация запаздывания только в одном звене. Гораздо целесообразнее с помощью одного дифференцирующего контура оказать воздействие на целую группу инерционных звеньев. Обычно желательно, чтобы форсирующая составляющая по своему характеру приближалась к производной от основного сигнала.

<sup>1</sup> Представление конструктивного элемента одним из элементарных звеньев всегда является приближенным (см. гл. III).

Передаточная функция простейшего дифференцирующего контура (см. п. 2, гл. III) имеет вид

$$W(p) = \frac{Tp}{Tp + 1}.$$

Аналитическое выражение амплитудно-фазовой характеристики контура получим, заменив  $p = j\omega$ :

$$W(j\omega) = \frac{j\omega T}{j\omega T + 1}.$$

Для более или менее точного выполнения дифференцирования синусоидального сигнала с частотой  $\omega$  необходимо, чтобы имело место соотношение

$$\omega T \ll 1.$$

Обычно выбирают  $\omega T = 0,1 \div 0,2$ . Тогда

$$W(j\omega) \approx j\omega T = \omega T e^{j \frac{\pi}{2}}, \quad (361)$$

что соответствует аналитическому выражению амплитудно-фа-

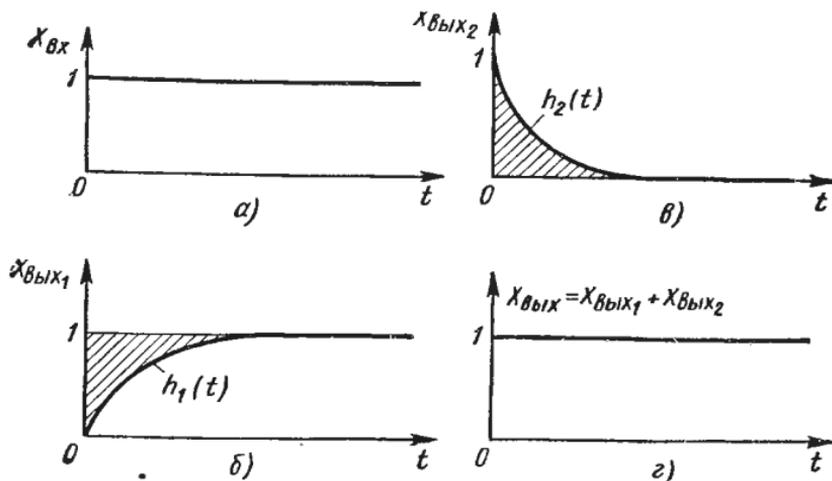


Рис. 185. Опережающее действие дифференцирующего контура:

*a* — воздействие на входе (единичная функция); *б* — переходная функция аperiodического звена; *в* — переходная функция дифференцирующего контура; *г* — суммарная переходная функция

зовой характеристики идеального дифференцирующего звена с передаточной функцией вида (356).

Нетрудно видеть, что соблюдение условия  $\omega T \ll 1$  возможно только при уменьшении постоянной времени контура  $T$ , причем величина  $T$  должна быть тем меньше, чем выше частота передаваемых сигналов. Но при этом, как следует из выражения (361), пропорционально уменьшению постоянной времени уменьшается

и амплитуда выходного сигнала, т. е. происходит ослабление передаваемого сигнала. Следовательно, введение как дифференцирующего контура, так и других корректирующих контуров всегда связано с необходимостью введения дополнительного усиления (специальный усилитель или повышение коэффициента усиления, уже имеющегося в схеме) для восстановления прежнего уровня сигнала.

Если требуется, чтобы выходное напряжение было пропорционально как производной от входного напряжения, так и самому входному напряжению, то применяется схема, изображенная на рис. 186, а.

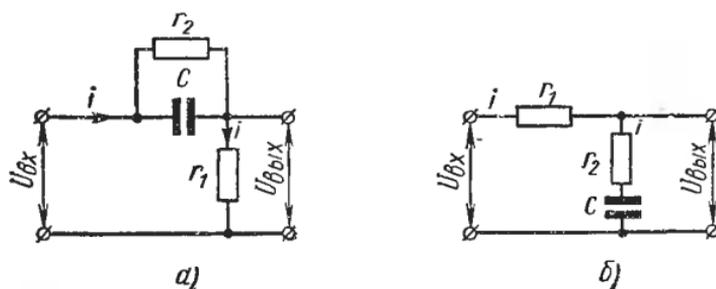


Рис. 186. Последовательные корректирующие цепи:

а — дифференцирующая; б — интегрирующая

Выражение передаточной функции для этого случая будет

$$W(p) = \frac{K(Tp + 1)}{KTp + 1}, \quad (362)$$

где

$$T = r_2 C,$$

$$K = \frac{r_1}{r_1 + r_2},$$

вместо выражения (358) для идеального стабилизирующего звена.

Дифференцирующие контуры являются фильтрами верхних частот, так как интенсивность выходного сигнала в установившемся режиме оказывается тем более высокой, чем выше частота этого сигнала. Однако для высоких частот контур теряет свои дифференцирующие свойства. Действительно, если  $\omega T \gg 1$ , то передаточная функция дифференцирующего контура принимает вид

$$W(p) \approx 1,$$

так как для высоких частот последовательно включенный конденсатор представляет собой малое сопротивление.

Поскольку спектр помех обычно захватывает более высокие частоты, чем полезный сигнал, уровень помех на выходе дифференцирующего контура оказывается более высоким, чем на входе.

#### 4. ИНТЕГРИРУЮЩИЕ КОНТУРЫ

Интегрирующие контуры фактически представляют собой фильтры низких частот. Простейшим интегрирующим контуром является рассмотренная ранее (как пример апериодического звена) схема, представленная на рис. 22, передаточная функция которой согласно выражению (15) имеет вид

$$W(p) = \frac{1}{Tp + 1}.$$

В диапазоне достаточно высоких частот, для которых справедливо соотношение

$$\omega T \gg 1,$$

аналитическое выражение амплитудно-фазовой характеристики контура будет

$$W(j\omega) = \frac{1}{j\omega T + 1} \approx \frac{1}{j\omega T} = \frac{1}{\omega T} e^{-j\frac{\pi}{2}}, \quad (363)$$

что соответствует аналитическому выражению амплитудно-фазовой характеристики идеального интегрирующего звена с передаточной функцией вида (357). Нетрудно видеть, что с повышением частоты интенсивность выходного сигнала понижается.

Отмеченные свойства интегрирующих контуров определяют их назначение. Они вводятся в состав регулятора для понижения уровня высокочастотных помех, а также для повышения точности системы при медленно меняющихся воздействиях.

Если требуется, чтобы выходное напряжение содержало как составляющую, пропорциональную интегралу от входного напряжения, так и составляющую, пропорциональную самому входному напряжению, то применяется схема, изображенная на рис. 186, б. Передаточная функция такого контура имеет вид

$$W(p) = \frac{K(Tp + 1)}{Tp + K}, \quad (364)$$

где

$$T = r_2 C,$$

$$K = \frac{r_1}{r_1 + r_2},$$

вместо выражения (359) для идеального интегрирующего звена такого типа.

Нетрудно видеть, что приближенное воспроизведение указанного выражения будет иметь место для сравнительно высоких (но не очень высоких) частот.

В некоторых случаях может возникнуть необходимость применения более сложных корректирующих устройств, чем рассмотренные выше.

Примером такой усложненной корректирующей цепи является интегро-дифференцирующий контур, схема которого приведена на рис. 187, а; передаточная функция имеет вид

$$W(p) = \frac{K [T_1 T_2 p^2 + (T_1 + T_2) p + 1]}{K T_1 T_2 p^2 + (T_1 + K T_2) p + K}, \quad (365)$$

где

$$T_1 = r_1 C_1; \quad T_2 = r_2 C_2;$$

$$K = \frac{r_1}{r_1 + r_2}.$$

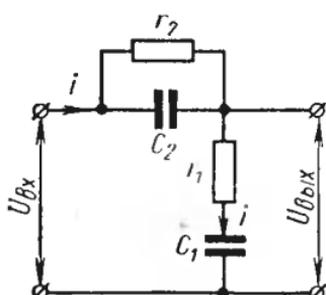


Рис. 187. Интегро-дифференцирующий контур

Этот контур воспроизводит передаточную функцию (360) со значительными ошибками. При частотах входного сигнала  $\omega = 0$  и  $\omega = \infty$ , а также при некоторой промежуточной частоте выходной сигнал контура находится в фазе с входным.

Наибольшая интенсивность суммарного выходного сигнала интегро-дифференцирующего контура наблюдается на сравнительно высоких частотах, когда контур работает как дифференцирующий, и на сравнительно низких частотах, когда контур работает как интегрирующий. Промежуточная область частот дает ослабленный выходной сигнал.

## 6. АКТИВНЫЕ КОРРЕКТИРУЮЩИЕ ЦЕПИ

Известно, что требование точного выполнения заданной передаточной функции приводит к сильному ослаблению выходного сигнала корректирующей цепи. Поэтому на выходе корректирующей цепи приходится включать усилитель.

Иногда корректирующую цепь и усилитель объединяют, т. е. те или иные элементы схемы (например,  $r$  и  $C$ ) корректирующего контура одновременно являются элементами обратной связи усилителя. Такие схемы обычно называют активными корректирующими цепями, поскольку в подобных схемах содержится внутренний источник питания.

В активных корректирующих цепях обычно применяются многокаскадные электронные усилители постоянного тока, в цепи обратной связи которых включается корректирующий контур. При достаточно большом коэффициенте усиления по напряжению  $K_v$

передаточная функция активного корректирующего устройства в соответствии с выражением (20) будет

$$W_{\varepsilon}(p) = \frac{K_U}{1 + W_{oc}(p) K_U} = \frac{1}{\frac{1}{K_U} + W_{oc}(p)} \approx \frac{1}{W_{oc}(p)}, \quad (366)$$

где  $W_{oc}(p)$  — передаточная функция контура в цепи обратной связи.

Таким образом, передаточная функция активной корректирующей цепи приближенно равна обратной передаточной функции контура в цепи обратной связи.

Нетрудно убедиться, что, применяя апериодический контур, можно получить передаточную функцию вида (358) и пр. При практическом осуществлении активных корректирующих цепей необходима тщательная проверка устойчивости работы усилителей.

## 7. КОРРЕКТИРУЮЩИЕ КОНТУРЫ В ЦЕПЯХ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Часто, например, в случае использования сельсинов или магнитных усилителей встречаются системы, у которых при постоянном рассогласовании сигналом является напряжение переменного тока определенной (несущей) частоты.

Дифференцировать и интегрировать сигнал в подобных системах оказывается значительно труднее и это связано с применением сравнительно сложных схем, так как требуется произвести преобразования лишь модулирующей огибающей, а не всего напряжения. Огибающая выходного напряжения должна быть пропорциональна производной или интегралу изменения огибающей входного напряжения во времени.

Рассмотрим общий принцип построения подобных схем.

Предположим, что рассогласование меняется во времени по синусоидальному закону с частотой  $\omega$ , существенно меньшей несущей частоты  $\omega_0$ . Тогда характер изменения мгновенных значений напряжения, действующего на входе корректирующего контура, определится выражением

$$U_{ex} = A(t) \sin \omega_0 t = K \sin \omega t \sin \omega_0 t, \quad (367)$$

где  $A(t) = K \sin \omega t$  — изменение огибающей во времени.

При этом обычно для достаточно точного воспроизведения формы сигнала необходимо выдержать соотношение

$$\omega \ll \omega_0.$$

Приведенное выражение как произведение синусов может быть преобразовано к виду

$$U_{ex} = \frac{K}{2} [\cos(\omega_0 - \omega)t + \cos(\omega_0 + \omega)t], \quad (368)$$

откуда следует, что входное напряжение  $U_{ax}$  и выходное напряжение  $U_{вых}$  можно представить состоящим из двух составляющих. Частота одной из них равна разности несущей частоты и частоты сигнала, частота другой — сумме этих частот (так называемые нижняя и верхняя боковые составляющие).

С другой стороны,  $U_{вых}$  можно рассматривать и как напряжение только одной несущей частоты  $\omega_0$ . Амплитуда и фаза  $U_{вых}$  будут отличаться от амплитуды и фазы  $U_{вх}$ , следовательно,  $U_{вых}$  можно разложить на две составляющие и по другому принципу.

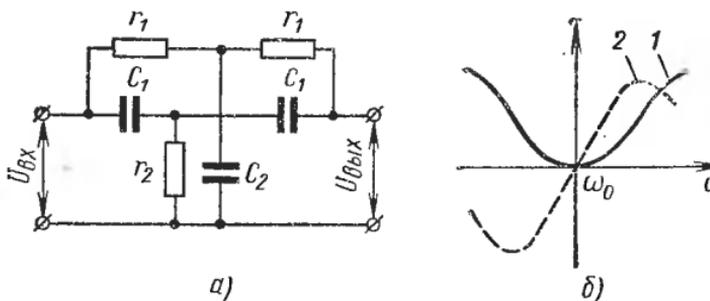


Рис. 188. Дифференцирующий контур переменного тока:  
 а — схема контура; б — амплитудная (1) и фазовая (2) характеристики

Фаза одной из них совпадает с фазой входного напряжения, фаза другой сдвинута на  $\pi/2$  (прямая и квадратурная составляющие):

$$U_{вых} = A_1(t) \sin \omega_0 t + A_2(t) \cos \omega_0 t. \quad (369)$$

Можно показать, что если амплитудная характеристика контура — четная функция относительно несущей частоты, а фазовая характеристика — нечетная, то передаточная функция для прямой составляющей соответствует передаточной функции верхней боковой частоты.

В системах же на переменном токе обычно используется только одна прямая составляющая выходного напряжения. Это достигается включением на выходе корректирующей цепи фазочувствительного усилителя или другого фазочувствительного устройства (например, двухфазного двигателя после соответствующего усиления сигнала).

Контур (рис. 188, а) используется для дифференцирования в цепях переменного тока, так как при соответствующем соотношении параметров его амплитудная и фазовая характеристики имеют вид, показанный на рис. 188, б. Для несущей частоты контур представляет собой очень большое сопротивление. Это значит, что при постоянном по величине рассогласовании выходное напряжение контура равно нулю. При меняющемся во времени рассогласовании на входе действуют частоты, отличные от несущей. Верхняя боковая частота дает составляющую выходного напря-

жения (кривые справа на рис. 188, б), которая в начальной области с ростом частоты увеличивается по амплитуде и дает опережение по фазе, что можно рассматривать как приближенное дифференцирование. Эта зависимость реализуется с помощью фазочувствительных устройств.

Эта схема, как и схема на постоянном токе, выполняет задачу дифференцирования лишь приближенно, причем выходной сигнал получается ослабленным и требует усиления. В ней уже возможно применение более простых и стабильных аperiodических низкочастотных усилителей переменного тока, что является большим преимуществом корректирующих контуров переменного тока. Однако точность работы контура очень сильно зависит от стабильности параметров контура и стабильности несущей частоты.

Поэтому часто прибегают к выпрямлению переменного тока, корректированию на постоянном токе и последующему инвертированию.

## 8. ФОРСИРУЮЩИЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Все дифференцирующие устройства, рассмотренные в п. 3—8 настоящей главы, характеризуются наличием емкости, запасующей энергию, и сопротивления, ограничивающего скорость заряда.

Однако существует и другая группа дифференцирующих элементов, основанная на несколько ином принципе. Этот принцип фактически сводится к вычитанию или сложению сигналов двух аperiodических звеньев с разными постоянными времени, на вход которых подается один и тот же сигнал, предназначенный для дифференцирования.

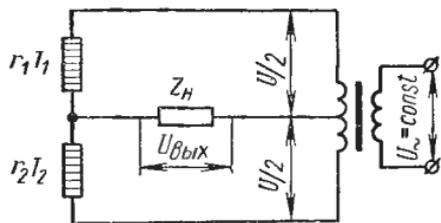


Рис. 189. Схема форсирующего датчика влажности

Подобные корректирующие элементы в принципе осуществляют операцию дифференцирования с еще большими погрешностями, чем ранее рассмотренные дифференцирующие элементы. Поэтому корректирующие устройства такого вида будем называть форсирующими элементами, подчеркивая тем самым их узкое назначение — введение форсирующей составляющей, а также их малую пригодность для целей дифференцирования. Форсирующими могут быть сделаны как датчики, так и усилители.

Например, при регулировании температуры или влажности воздуха кабин летательных аппаратов часто оказывается необходимым введение форсирующей составляющей в сигнал регулятора.

Для этой цели можно применить форсирующий датчик влажности, схема которого показана на рис. 189. В схеме используются влапочувствительные резисторы, меняющие величину сопротивления с изменением влажности окружающего воздуха.

Влагодчувствительные сопротивления  $r_1$  и  $r_2$  имеют одинаковые начальные значения  $r$  и одинаковые влажностные коэффициенты сопротивления  $\eta$ , но разные постоянные времени  $T_1$  и  $T_2$ . При этом для малых отклонений влагодчувствительные сопротивления будут менять свою величину линейно:

$$r_1 = r (1 + \eta \kappa_1); \quad (370)$$

$$r_2 = r (1 + \eta \kappa_2), \quad (371)$$

где  $\kappa$  — приращение влажности данного сопротивления относительно номинального режима;

$\eta$  — влажностный коэффициент сопротивления, указывающий относительное изменение сопротивления при изменении влажности на единицу.

Для более четкого выявления возникающих процессов ограничимся случаем, когда

$$Z_n \gg r, \quad (372)$$

проходящий через влагодчувствительные резисторы ток мал и не вызывает их существенного подсушивания.

Тогда, как известно, для дифференциальной схемы

$$U_{вых} = \frac{U}{2} \cdot \frac{r_2 - r_1}{r_1 + r_2}$$

или для малых отклонений

$$U_{вых} = \frac{U}{2} \cdot \frac{(r + \Delta r_2) - (r + \Delta r_1)}{r + \Delta r_1 + r + \Delta r_2}.$$

Так как полагается

$$\Delta r \ll r,$$

то

$$U_{вых} = \frac{U}{4r} (\Delta r_2 - \Delta r_1). \quad (373)$$

При скачкообразном изменении влажности воздуха на величину  $\kappa_{ex}$  приращение влажности влагодчувствительных резисторов будет происходить по экспонентам:

$$\kappa_1 = \kappa_{ex} (1 - e^{-t/T_1}); \quad (374)$$

$$\kappa_2 = \kappa_{ex} (1 - e^{-t/T_2}). \quad (375)$$

Здесь постоянная времени

$$T = \frac{aV}{bS},$$

где  $V$  — объем активной части резистора;

$a$  — удельный коэффициент влагоемкости, показывающий количество влаги, необходимое для повышения влажности единицы объема на одну единицу;

$S$  — активная поверхность резистора;

$b$  — коэффициент влагоотдачи, характеризующий количество влаги, отдаваемой с единицы поверхности за 1 сек при разности влажностей воздуха и элемента на одну единицу.

Приращения сопротивления во времени согласно выражениям (370) и (371) можно записать следующим образом:

$$\Delta r_1 = r\eta\kappa_{\text{вх}}(1 - e^{-t/T_1}); \quad (376)$$

$$\Delta r_2 = r\eta\kappa_{\text{вх}}(1 - e^{-t/T_2}). \quad (377)$$

Следовательно, согласно выражению (373) выходное напряжение будет меняться по закону

$$U_{\text{вых}} = \frac{U\eta\kappa_{\text{вх}}}{4} (e^{-t/T_1} - e^{-t/T_2}). \quad (378)$$

Полученное выражение определяет переходную функцию форсирующего датчика. Отсюда его передаточная функция

$$\begin{aligned} W(p) &= \frac{U_{\text{вых}}(p)}{\kappa_{\text{вх}}(p)} = \frac{U\eta}{4} \left( \frac{T_1 p}{T_1 p + 1} - \frac{T_2 p}{T_2 p + 1} \right) = \\ &= \frac{U\eta}{4} \cdot \frac{(T_1 - T_2)p}{T_1 T_2 p^2 + (T_1 + T_2)p + 1}. \end{aligned} \quad (379)$$

Для достаточно низких частот сигнала

$$W(p) \approx \frac{U\eta}{4} \cdot \frac{(T_1 - T_2)p}{(T_1 + T_2)p + 1}, \quad (380)$$

и, следовательно, форсирующий датчик может быть замещен двумя последовательно соединенными звеньями — идеальным дифференцирующим и апериодическим.

Очевидно, что такую же передаточную функцию при малых отклонениях будет иметь и магнитный усилитель напряжения, включенный по дифференциальной схеме без смещения согласно рис. 118, если статические характеристики обеих половин схемы одинаковы, а постоянные времени  $T_1$  и  $T_2$  различны. Последнее проще всего достигается применением короткозамкнутой обмотки на одной из пар дросселей.

Из сказанного следует, что изложенный принцип введения форсирующей составляющей может быть успешно использован во многих случаях для элементов самой различной физической природы и конструкции.

## СУММИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ

### 1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

В современных системах автоматического регулирования требуются элементы, которые обладали бы сложными зависимостями выходных координат от входных для выполнения различных математических операций (подробнее см. п. 1, гл. XIII). Такими операциями могут быть сложение и вычитание, умножение и деление, возведение в степень и извлечение корня, дифференцирование и интегрирование и т. п. Изучение таких элементов относится к курсу вычислительных машин, а здесь же в дополнение к материалам предыдущей главы о дифференцирующих и интегрирующих устройствах кратко ознакомимся с выполнением задач суммирования.

### 2. МЕХАНИЧЕСКИЕ СУММИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

В механических суммирующих устройствах систем автоматического регулирования выполняется алгебраическое суммирование усилий или перемещений; выходной величиной суммирующего устройства является перемещение.

В ряде случаев эта задача решается настолько просто, что специальное суммирующее устройство вообще отсутствует. Примером такого простейшего случая является алгебраическое суммирование (вычитание) усилий в схеме с компенсационным сильфоном (см. рис. 44). Простейшим примером алгебраического суммирования перемещений может служить взаимное относительное перемещение штока золотника (входной сигнал) и корпуса золотника (сигнал обратной связи) в схеме гидроусилителя (см. рис. 34). Заметим, что в последнем случае рычаг не играет принципиальной роли в операции суммирования, а только передает сигнал обратной связи с выходного штока на корпус золотника с тем или иным передаточным коэффициентом.

Рычажное суммирующее устройство для двух слагаемых показано на рис. 190, а. Оно состоит из стержней 1, 2 и 3 и рычага 4. При перемещении стержня 1 на величину  $X_{вх1}$ , а стержня 2 — на величину  $X_{вх2}$ , стержень 3 переместится на величину  $X_{вых}$ .

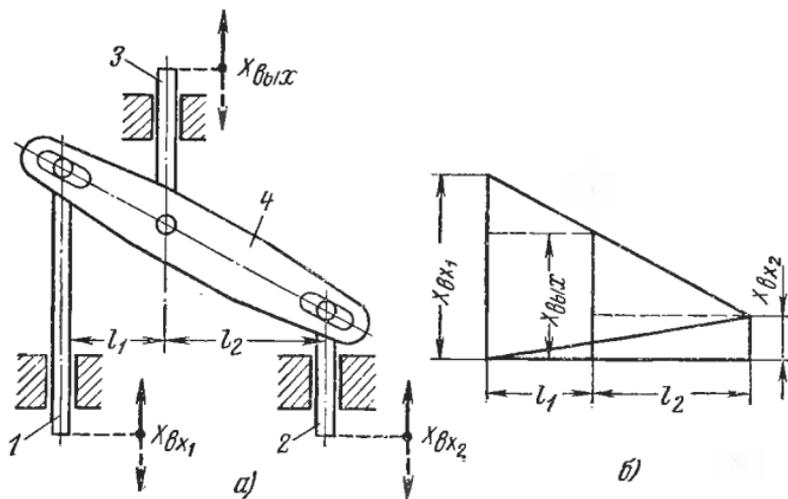


Рис. 190. Рычажное суммирующее устройство:

а — схема; б — план перемещений; 1, 2 и 3 — стержни; 4 — рычаг

План перемещений при этом будет иметь вид, показанный на рис. 190, б, на основании которого имеем

$$\frac{X_{вх1} - X_{вых}}{X_{вх2} - X_{вых}} = -\frac{l_1}{l_2},$$

откуда

$$X_{вых} = X_{вх1} \frac{l_2}{l_1 + l_2} + X_{вх2} \frac{l_1}{l_1 + l_2}. \quad (381)$$

При  $l_1 = l_2$  получим

$$X_{вых} = \frac{1}{2} (X_{вх1} + X_{вх2}).$$

Механизм для суммирования трех слагаемых обычно выполняется уже не плоским, а объемным. Часто в качестве суммирующих устройств применяются разнообразные дифференциалы (цилиндрические, конические и линейные), известные из курса теории механизмов и машин.

### 3. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СУММИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

Алгебраическое суммирование электрических напряжений (токов) может выполняться двумя способами.

1. В схемах *последовательного* и *параллельного сложения* (рис. 191, а и б). Схема, приведенная на рис. 191, а, позволяет

суммировать также сопротивлением, если вместо входных э. д. с.  $E_{вх}$  подавать постоянные по величине напряжения питания. В частности, эти схемы используются для сравнения двух сопротивлений в реверсивных схемах усилителей. Неравновесная активная (с э. д. с. в плечах) мостовая схема (рис. 191, в) является более общим случаем, а поэтому содержит большее число деталей.

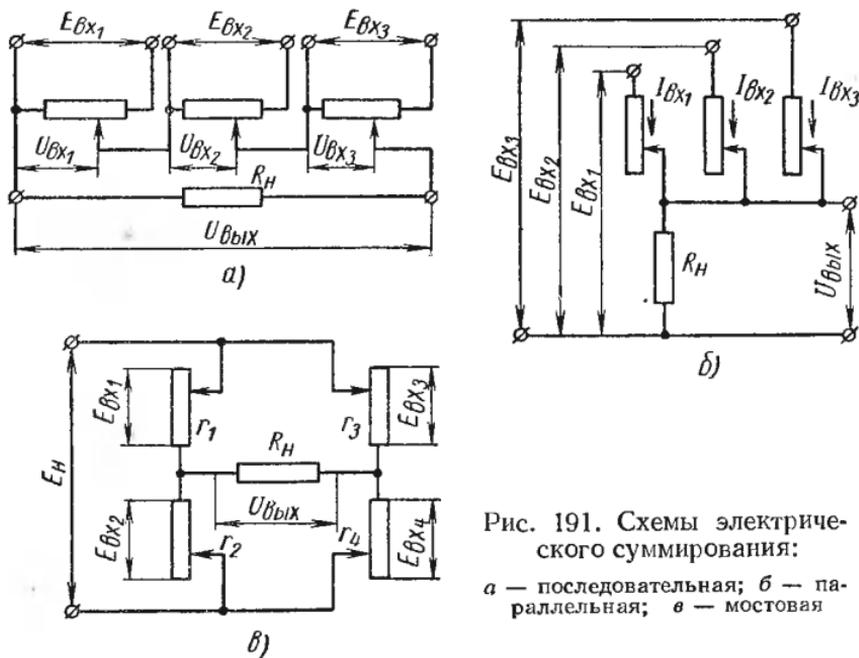


Рис. 191. Схемы электрического суммирования:

а — последовательная; б — параллельная; в — мостовая

Как известно, для пассивного линейного моста с активными сопротивлениями

$$U_{вых} = E \frac{(r_2 r_3 - r_1 r_4) R_H}{R_H (r_1 + r_2) (r_3 + r_4) + r_1 r_2 (r_3 + r_4) + r_3 r_4 (r_1 + r_2)}. \quad (382)$$

Подробное рассмотрение режимов работы неререверсивных мостов постоянного и переменного тока проведено А. М. Туричиным.

2. В конструктивных элементах, имеющих несколько входов (многоэлектродные лампы, многообмоточные поляризованные реле, магнитные и электромашинные усилители с несколькими управляющими обмотками, магнитоэлектрические элементы с несколькими рамками и др.).

Как правило, лучшие результаты с точки зрения динамики дает суммирование по первому варианту, а также сложение с помощью многообмоточных быстродействующих реле и датчиков. Электронные лампы и полупроводники вследствие непостоянства их параметров не всегда могут обеспечить необходимую точность суммирования, а суммирование на электромагнитных элементах, хотя и весьма удобно в схемном и конструктивном отно-

шении (так как входные цепи оказываются изолированными друг от друга) обычно связано с понижением быстродействия.

Управляющие машины, как и вообще все вычислительные машины, могут быть аналоговыми (непрерывного действия), цифровыми (дискретного действия), комбинированными.

В первом случае необходимые вычислительные операции выполняются на специальных нелинейных элементах, на которые подаются сигналы, непрерывно меняющиеся во времени. Во втором случае для выполнения вычислительных операций применяются главным образом элементы дискретного действия и сигнал имеет форму импульсов.

Не касаясь общих принципов построения управляющих машин и входящих в них специальных сложных конструктивных элементов, которые изучаются в курсе вычислительных устройств, рассмотрим только простейшие дискретные элементы с точки зрения сопряжения цифровой машины с остальными (обычными) элементами регулятора.

## ЭЛЕМЕНТЫ ДИСКРЕТНОГО ДЕЙСТВИЯ

## 1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Развитие автоматике предъявляет к регуляторам требования, которые не могут быть решены без введения в систему специальных управляющих вычислительных устройств. Дискретные элементы характеризуются в любой момент времени одним из возможных устойчивых состояний. До настоящего времени наибольшее применение имеют двухпозиционные элементы, которые позволяют реализовать двоичную систему счисления.

При этом носителями информации являются сигналы, имеющие два фиксированных значения, соответствующие двум устойчивым состояниям дискретных элементов, которые условно обозначаются нулем и единицей (0 или 1).

Реализация логических функций в дискретных системах осуществляется логическими элементами (схемами), простейшими из которых являются следующие.

Элемент, реализующий логическую функцию «И» (логическое умножение, т. е.  $X_{вых} = X_{вх_1} \wedge X_{вх_2}$ ,  $X_{вых}$  равно 1 только тогда, когда  $X_{вх_1}$  и  $X_{вх_2}$  равны 1), называют элементом (схемой) «И» или схемой совпадения. Схема «И» может иметь два и более входов и один выход. При этом сигнал на выходе будет появляться лишь в том случае, когда сигналы будут на всех входах одновременно.

Элемент «ИЛИ» реализует логическую функцию «ИЛИ» (логическое сложение), его называют также собирательной схемой, в которой сигнал на выходе будет появляться лишь при наличии сигнала хотя бы на одном из ее входов, а также в том случае, когда сигналы будут на всех входах схемы одновременно, т. е.  $X_{вых} = X_{вх_1} \vee X_{вх_2}$ , что следует читать так:  $X_{вых}$  равно 1, тогда и только тогда, когда или  $X_{вх_1}$  или  $X_{вх_2}$  равны 1.

Наконец, элемент отрицания «НЕ» (инвертор) осуществляет реализацию логической функции отрицания ( $X_{вых} = \bar{X}_{вх}$ , т. е.  $X_{вых}$  не равно  $X_{вх}$ ). При этом сигнал на выходе имеет место в том

случае, когда нет сигнала на входе, и наоборот, сигнал на выходе элемента отсутствует, когда есть сигнал на входе.

Кроме приведенных логических функций, логические дискретные элементы могут осуществлять также задержку и запоминание информации.

В настоящее время используются следующие виды элементов дискретного действия (реле) из числа уже изученных: электромагнитные (реле), ламповые и полупроводниковые (триггеры), магнитные (бесконтактные магнитные реле), оптико-электрические, струйные (реле).

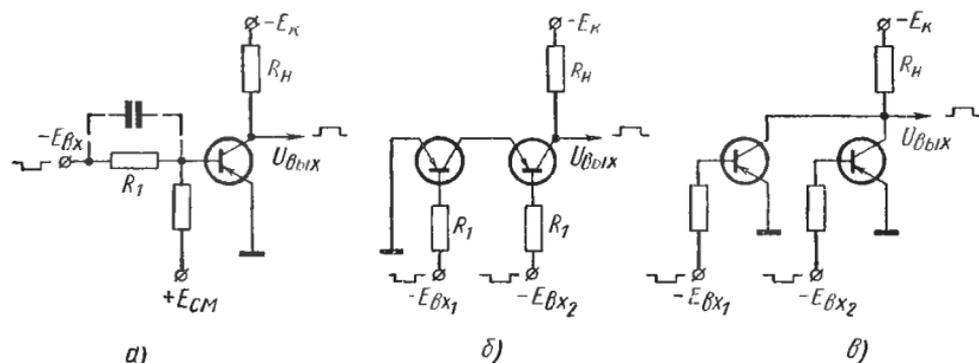


Рис. 192. Схемы транзисторных логических элементов, реализующие функции:

а — «Не»; б — «И»; в — «ИЛИ»

В вычислительной технике эти виды элементов (а не только ламповые и полупроводниковые реле) носят общее название триггеры.

Кроме того, также находят применение трансфлюксоры, многоотверстные магнитные элементы, магнитные пленочные элементы, криотроны и т. д.

Наибольшее применение имеют логические элементы, в которых роль управляющего устройства выполняют электронные лампы или транзисторы, причем последние в настоящее время получают более широкое распространение.

При использовании транзисторов в логических элементах рабочими областями являются: область 1 — область отсечки и область 3 — область насыщения (рис. 156).

В качестве примера на рис. 192 приведены схемы простейших логических элементов, выполненных с транзисторами. На рис. 192, а в схеме инвертора осуществляется изменение полярности сигнала на обратную. При отсутствии импульсов на входе транзистор закрыт и напряжение на выходе достаточно велико, так как  $U_{вых} = U_{кэ} \approx E_k$ . При наличии входного сигнала транзистор переходит в область насыщения, что сопровождается уменьшением выходного напряжения и  $U_{вых} = U_{кэ} \approx 0$ . Таким образом, в схеме выходной сигнал имеет место при отсутствии сигнала на входе, а при наличии импульса на входе выходной сигнал отсут-

ствует, т. е. осуществляется логическая функция  $X_{вых} = \bar{X}_{вх}$ .

Для улучшения фронта выходного импульса сопротивление  $R_1$  блокируют конденсатором  $C$ , а для обеспечения надежного запирающего инвертора, особенно при повышенных температурах, вводят принудительное запирающее с помощью источника  $E_{см}$ .

В схеме на рис. 192, б осуществляется логическая функция «И», т. е. выходной сигнал имеет место в случае наличия отрицательного потенциала на всех входах  $E_{вх_1}$ ,  $E_{вх_2}$ . Тогда все транзисторы открываются и потенциал на выходе, равный сумме остаточных напряжений на транзисторах, включенных последовательно, приближается к нулю.

Логический элемент типа «ИЛИ» (рис. 192, в) позволяет осуществить разделение цепей, работающих на одну нагрузку.

При отсутствии входных сигналов ток через нагрузку  $R_n$  практически не протекает ( $I_{к_0\Sigma} \approx 0$ ) и напряжение на выходе практически равно напряжению источника питания  $E_k$ . При появлении на любом входе отрицательного импульса соответствующий транзистор открывается и через нагрузку  $R_n$  начинает протекать коллекторный ток, который прекращается при окончании входного импульса, в результате этого на выходе появляется положительный импульс напряжения.

## 2. СТРУЙНЫЕ ПНЕВМАТИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ

С развитием пневмоники (см. п. 2, гл. IV) были созданы новые возможности для получения элементов дискретного действия.

Одна из схем дискретного струйного элемента с релейной характеристикой была приведена на рис. 39, е.

Для того чтобы этот элемент позволил выполнять логическую функцию отрицания, достаточно изменить расположение приемного сопла (рис. 193, а).

Тогда при отсутствии давления на входе элемента будет иметь место полное давление, условно принятое за единицу.

Когда в канал управления 2 поступит входной сигнал  $p_{вх}$ , то давление на выходе в канале 3 станет равным нулю. Если в этом элементе вместо одного входного канала сделать два (рис. 193, б) или несколько, то он сможет выполнять логические операции «ИЛИ» и «И».

Для реализации логической функции «ИЛИ» необходимо, чтобы для переброса основной струи из положения, показанного на рис. 193, б пунктирной линией, в положение, показанное сплошной линией, было достаточно создать давление на входе в каком-либо одном канале управления, т. е. подвести давление, соответствующее входному сигналу, условно принятому за единицу, к входному каналу 1 или 2.

Если струйный элемент выполнен так, что основная струя может изменить свое положение только при условии, что входные сигналы подводятся одновременно и к входным каналам 1 и 2, то им будет выполняться логическая функция «И».

На рис. 193, в приведена схема струйного дискретного элемента, выполняющего логическую функцию — запоминание сигналов.

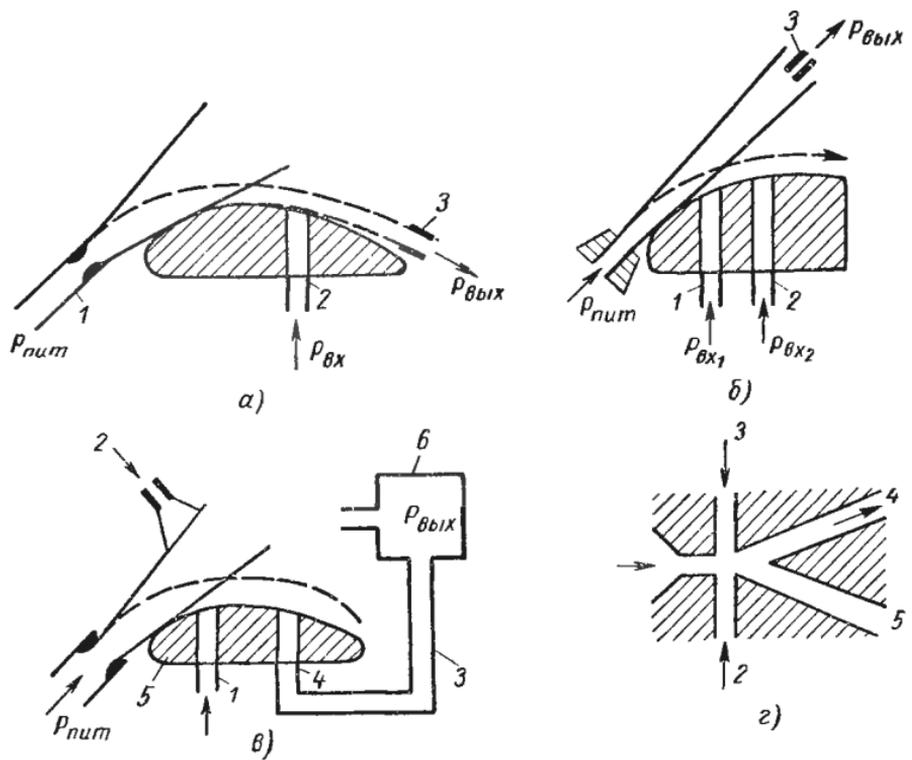


Рис. 193. Схемы струйных логических элементов, реализующие функции:  
 а — «НЕ»; б — «ИЛИ» и «И»; в и г — запоминание сигналов

При отсутствии входного давления в каналах управления 1 и 2 избыточное давление на выходе равно нулю и поток, обтекающий стенку 5 (пунктирная линия на рис. 193, в) не меняет своего положения.

При появлении входного сигнала, подведенного, допустим, к каналу управления 1, поток отрывается от стенки 5 и переходит в положение, показанное на рис. 193, в сплошными линиями. При этом создается давление на выходе, в камере 6. Под действием обратной связи (канал 3) это давление поступает в канал 4, благодаря чему указанное положение потока, а соответственно и давление на выходе сохраняются и после снятия входного сигнала в канале управления 1. Чтобы восстановить исходное направление течения струи, необходимо подвести давление к каналу

управления 2. После снятия этого давления сохраняется первоначальное значение выходного сигнала  $p_{\text{вых}} = 0$ .

Таким образом, попеременной подачей входных импульсов к каналам управления 1 и 2 удается изменять значение сигнала на выходе ( $p_{\text{вых}} = 1$ ;  $p_{\text{вых}} = 0$ ), причем последнее из установленных значений выходного сигнала сохраняется («запоминается») после того, как входной сигнал будет снят.

Аналогичную функцию выполняет логический элемент, схема которого приведена на рис. 193, з. При подведении входного сигнала к каналу управления 2 струя, выходя из сопла питания 1, отрывается от нижней стенки и примыкает к верхней, поступая в рабочий выходной канал 4, причем это направление течения сохраняется и после снятия входного давления в канале управления 2.

При подаче входного сигнала в канал управления 3 основная струя перебрасывается к нижней стенке и направляется в перепускной канал 5, причем это состояние течения также сохраняется после снятия сигнала управления.

Как было отмечено (п. 2, гл. IV), струйные элементы изготавливаются способом печатных схем. При этом струйные элементы в целом: сопла, дроссели, камеры, коммуникационные каналы и др. образуются углублениями на поверхности плоских деталей или сквозными просечками в пластинах.

Комплекс операций выполняется путем сочетания просечек различной формы, образующих первичные элементы, выполняющие определенные элементарные функции, причем на небольших пластинках размещается большое число элементов.

Поэтому в качестве первичного конструктивного узла принимают не отдельный элемент, а целую ячейку или модуль, содержащий ряд элементов и имеющий определенное функциональное назначение.

### 3. ДВУХПОЗИЦИОННЫЕ МАГНИТНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

К числу специфических двухпозиционных элементов вычислительной техники прежде всего следует отнести магнитные элементы с прямоугольной петлей гистерезиса, использующие явления остаточного магнетизма. В таких магнитных элементах, применение которых возможно в силу импульсного вида передаваемых сигналов, используются сплавы типа пермаллоя или ферриты. У них при близкой к прямоугольной форме петле гистерезиса (рис. 194, а)  $B_{\text{max}} \approx B_0$ , т. е. в отличие от кривой, приведенной на рис. 85, а, величина остаточной индукции достаточно высока.

Сердечник ферромагнитного элемента чаще всего имеет тороидальную форму и в зависимости от назначения несколько обмоток. Для уяснения основного принципа действия рассмотрим конструкцию элемента с тремя обмотками (рис. 194, б). На обмотку  $\omega_{\text{вх}}$

подается импульс той или иной полярности, который может менять магнитное состояние сердечника от  $+B_{\max}$  до  $-B_{\max}$  или наоборот. Для того чтобы любое из этих двух состояний было обнаружено (считано) на выходе, в обмотку  $w_u$  от специального генератора подается тактовый импульс всегда неизменной полярности. Тактовый импульс вызывает различную реакцию в зависимости от магнитного состояния сердечника, и перемагничивание сердечника либо произойдет, либо нет. В зависимости от этого и в выходной обмотке  $w_{вых}$  либо появится импульс, либо его не будет.

В некоторых случаях обмотки заменяются проводниками, пропускаемыми через отверстие сердечника под разными углами

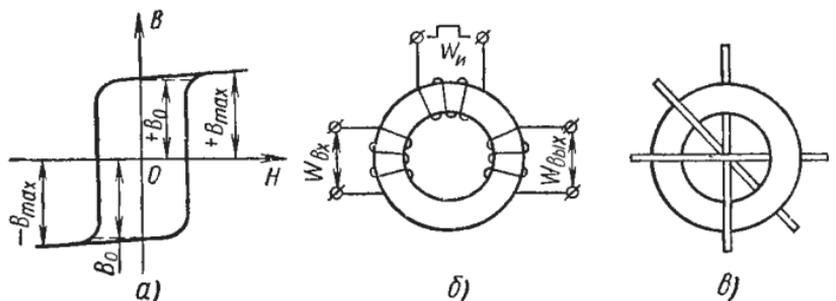


Рис. 194. Магнитные элементы с прямоугольной петлей:

*a* — петля гистерезиса; *b* — элемент с обмотками; *в* — матричный элемент

прямыми. Это позволяет удобно соединять такие элементы в матричные схемы, состоящие как бы из сетки проводов, в точках пересечения которых располагаются сердечники (рис. 194, *в*).

Вместо дросселей на ферромагнетике иногда используются конденсаторы на ферроэлектриках, которые обладают большой величиной остаточного электрического смещения  $D$  и близкой к прямоугольной форме петель гистерезиса  $D = f(E)$ . Они менее удобны, так как от одного конденсатора имеется только два вывода. Однако они дают предельно простую конструкцию матриц: с противоположных сторон пластинки из ферроэлектрика располагаются два перпендикулярных друг другу ряда плоских проводников; места пересечения проводников и будут образовывать соответствующие элементарные конденсаторы.

Интересную разновидность двухпозиционных элементов на ферромагнетиках с прямоугольной петлей гистерезиса представляют собой трансфлюксоры, сердечник которых имеет два (или более) эксцентрично расположенных отверстия (рис. 195). В этом случае сигнал передается не комбинацией отсутствия и наличия импульсов, а комбинацией импульсов различной интенсивности. Вследствие различных величин магнитного сопротивления на путях 1—2 и 1—3, различных длин магнитных силовых линий, слабый импульс, поданный на входную обмотку  $w_{вх}$ , намагнитит

только ближайшую к входной обмотке перемычку 2, а сильный импульс намагнитит как перемычку 2, так и перемычку 3.

Для того чтобы можно было обнаружить на выходе состояние перемычек, на обмотку  $w_{\sim}$  следует подать переменный ток в виде синусоиды или последовательности положительных и отрицательных импульсов. Соответствующий переменный поток в основном будет замыкаться на участке 2—3, причем в каждый из полупериодов он будет дополнительно подмагничивать либо перемычку 2, либо перемычку 3. Если ранее был подан сильный импульс, то обе перемычки насыщены и магнитное сопротивление либо перемычки 2, либо перемычки 3, а следовательно, и всего участка 2—3 будет оставаться весьма большим. Поэтому переменный магнитный поток будет очень малым и наводимое в выходной обмотке  $w_{вых}$  напряжение можно принять равным нулю.

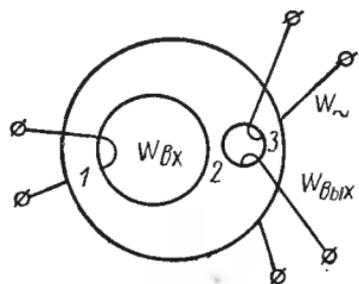


Рис. 195. Трансформатор:

1 — общий участок магнитопровода; 2 и 3 — перемычки

Если же ранее был подан слабый импульс, то на выходной обмотке появится переменное напряжение, которое условно может быть принято за единицу.

Использование свойств магнитного материала, имеющего прямоугольную петлю гистерезиса, и свойств магнитопровода раз-

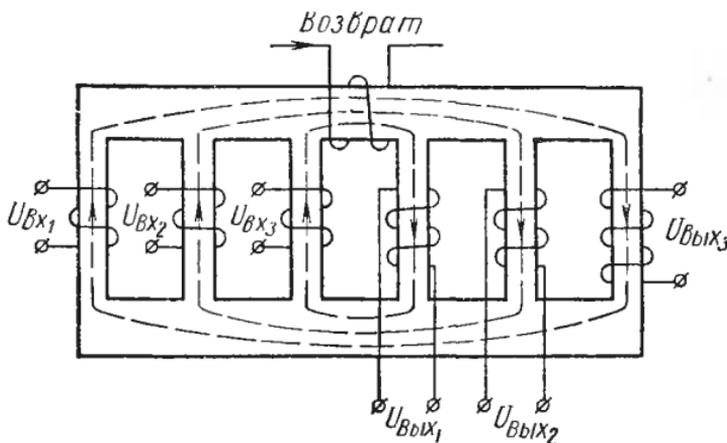


Рис. 196. Логический магнитный элемент с разветвленным магнитопроводом

ветвленной конфигурации удачно сочетается в конструкциях магнитопровода в виде «лестницы» (типа Laddic), одна из схем которого приведена на рис. 196. Магнитопровод конструктивно выполняется в виде ряда вертикальных и горизонтальных перемычек, соотношение сечений у которых в зависимости от назначения схемы может быть самым различным.

Для получения сигнала на выходе функции трех переменных ( $U_{вх_1}$ ,  $U_{вх_2}$ ,  $U_{вх_3}$ ) в рассматриваемой схеме толщина горизонтальных перемычек в три раза больше, чем вертикальных.

Начальное состояние магнитопровода, которое показано на рис. 196 штриховой линией, устанавливается после действия импульса тока в обмотке «возврат».

При наличии импульсов тока во входных обмотках, расположенных на входных перемычках, магнитопровод перемагничивается через выходные перемычки.

При подаче импульса в одну из входных обмоток происходит перемагничивание первой выходной перемычки. При наличии входного сигнала в любых двух входных обмотках происходит перемагничивание первой и второй выходных перемычек, и наконец, при подаче сигналов одновременно в три входные обмотки перемагничиваются все три выходные перемычки.

Такой порядок перемагничивания обусловлен разницей в длине замкнутых контуров перемагничивания. Выходные обмотки при этом служат для определения магнитного состояния магнитопровода, которое он принимает под действием входных импульсов тока.

Поэтому выходной сигнал, снимаемый с обмотки, расположенной на первой выходной перемычке, воспроизводит логическую функцию «ИЛИ» ( $I_{вх_1} \vee I_{вх_2} \vee I_{вх_3}$ ).

Сигнал, снимаемый с обмотки на второй выходной перемычке, воспроизводит любые два сочетания из трех возможных входных сигналов ( $I_{вх_1}, I_{вх_2} \vee I_{вх_2}, I_{вх_3} \vee I_{вх_1}, I_{вх_3}$ ).

Наконец, сигнал, снимаемый с обмотки, расположенной на третьей выходной перемычке, воспроизводит функцию «И» ( $I_{вх_1} \wedge I_{вх_2} \wedge I_{вх_3}$ ).

Отметим, что в своеобразном двухпозиционном элементе (криотроне) используются явление сверхпроводимости металла при низких температурах и зависимость температуры перехода к состоянию сверхпроводимости от величины магнитного поля. Температура перехода уменьшается с увеличением интенсивности поля, как это показано на рис. 197, а. Если поддерживать температуру металла несколько меньшей температуры перехода при нулевом поле, то его сопротивление можно менять от некоторой конечной величины до нуля и обратно приложением или снятием магнитного поля сравнительно небольшой интенсивности (см. штриховые линии).

Криотрон состоит из прямого куска провода, вокруг которого намотано несколько витков другого провода (рис. 197, б). Витки

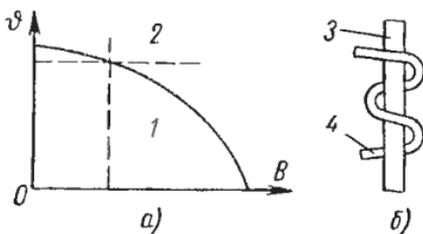


Рис. 197. Криотрон:

а — зависимость температуры перехода от интенсивности поля;  
б — устройство;

1 — область сверхпроводимости;  
2 — область нормального сопротивления;  
3 — провод-контакт; 4 — входная обмотка

эти и представляют собой входную обмотку, управляющую сопротивлением прямого провода. Прямой провод часто называют проводом-контактом, поскольку действия криотрона напоминает работу электромагнитного реле с замкнутым контактом: если сигнал не подан на обмотку, то сопротивление прямого провода равно нулю, при подаче входного сигнала материал прямого провода выводится из области сверхпроводимости и оказывает сопротивление току.

Криотрон обычно охлаждается кипящим гелием, температура которого при атмосферном давлении соответствует  $4,2^{\circ}$  К. Прямой провод изготавливается из тантала, температура перехода которого при нулевом поле всего на десятые градуса выше  $4,2^{\circ}$  К. Входная обмотка выполняется из ниобия, температура перехода которого около  $8^{\circ}$  К и при температуре  $4,2^{\circ}$  К он остается сверхпроводником даже при сравнительно больших интенсивностях магнитного поля.

В настоящее время появилось много новых конструкций двухпозиционных элементов, построенных на самых разнообразных принципах<sup>1</sup>.

#### 4. РАСПРЕДЕЛИТЕЛИ И РЕГИСТРЫ

Иногда в вычислительных машинах используются так называемые распределители, которые обеспечивают не две, а несколько выходных позиций<sup>2</sup>. Распределители находят также широкое применение в телемеханических устройствах и в устройствах дистанционного контроля.

Вращающиеся электромеханические распределители приводятся в движение либо электромагнитами постоянного тока, либо электродвигателями.

Распределители с электромагнитным приводом обычно называются шаговыми распределителями. Устройство распространенного типа распределителя (так называемый искатель) схематично показано на рис. 198. По окружности или сектору располагается один или несколько рядов контактов (ламель) 1, по которым перемещается ползунок (щетка) 4. Электромагнит 2 получает импульсное питание, при каждом импульсе притягивает свой якорь и с помощью рычага 3 поворачивает храповое колесо 5 на один зуб, что соответствует перемещению связанного с храповиком ползунка на следующий контакт. После прекращения импульса пружина 6 возвращает якорь в исходное положение, причем во время обратного движения рычаг якоря «ломается» в точке 7, а положение храповика фиксируется стопорной собачкой 8.

<sup>1</sup> Сотсков Б. С. Новые элементы быстродействующих вычислительных машин. М., Госэнергоиздат, 1960, стр. 98.

<sup>2</sup> Трехпозиционные реле к распределителям не относятся.

В некоторых распределителях храповое колесо перемещается при обратном движении якоря. Встречаются также кулачковые распределители, в которых расположенные на вращающемся валу кулачки воздействуют на подвижные контакты (см. рис. 54), вызывая замыкание или размыкание соответствующей цепи.

Распределители с электродвигателями можно подразделить на две группы.

В стартстопных распределителях каждый воздействующий импульс вызывает сцепление муфты и соединение вала непрерывно вращающегося электродвигателя с валом ползунка, причем после поворота ползунка на полные  $360^\circ$  муфта автоматически расцепляется и ползунок останавливается.

При этом, очевидно, даже при некоторой разнице в скоростях двигателей распределителей, находящихся на разных концах телемеханической линии, за один оборот двигателя значительных расхождений в мгновенных положениях ползунка произойти не может.

В случае непрерывно вращаемых ползунков синхронность и синфазность вращения обычно поддерживается корректирующими импульсами, т. е. достигается применением своеобразной системы автоматического регулирования двигателей.

Описанные выше электромеханические распределители довольно инерционны и потому часто применяются электронные распределители, позволяющие производить по несколько тысяч переключений в секунду.

Раньше других появились распределители, которые напоминают по своей конструкции обычные электроннолучевые трубки (рис. 199, а). Вместо экрана такие трубки имеют изолирующую пластину, на которой расположены металлические контакты 1 (контактирующие электроды). Создаваемый катодом 2 электронный поток соответствующими электрическими или магнитными полями формируется в виде узкого луча 3, и отклоняющие поля заставляют пучок обегать последовательно все контакты. Из-за узости и значительной длины пучка допустимый выходной ток обычно не превышает одного миллиампера.

Гораздо большие токи дает радиально-лучевой распределитель с плоским лучом (рис. 199, б). Роль контактов выполняют распо-

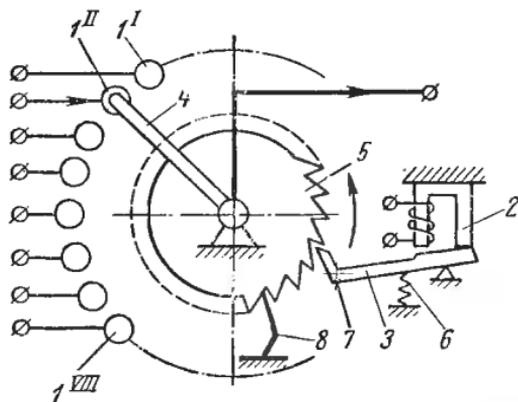


Рис. 198. Устройство шагового распределителя:

1 — контакты; 2 — электромагнит; 3 — рычаг якоря электромагнита; 4 — ползунок; 5 — храповое колесо; 6 — возвратная пружина якоря; 7 — точка «перелома» рычага при обратном движении; 8 — стопорная собачка

женные по окружности контактирующие электроды *1*, разделенные экранами *1'*. Катод *2* находится в середине баллона, и создаваемый им поток электронов формируется в виде широкого плоского луча *3*, который, вращаясь, поочередно соединяет катод с двумя противоположными анодами. Формирование потока электронов в виде пучка и вращение последнего достигается совместным действием электрического поля экранов *1'* и вращающегося магнитного поля, которое создается расположенными снаружи баллона обмотками *4*. Величина тока отдельных анодов может регулиро-

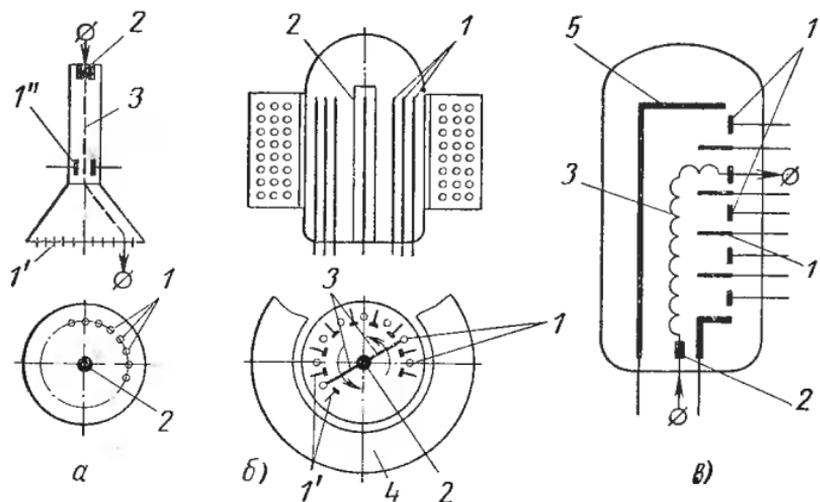


Рис. 199. Электроннолучевые распределители:

*a* — с линейным лучом; *б* — с плоским лучом; *в* — трохотрон; *1* — контактирующие электроды; *1'* — экраны; *1''* — управляющие пластины; *2* — катод; *3* — луч; *4* — обмотка, создающая магнитное поле; *5* — рельсовый электрод

ваться с помощью изменения потенциала сеток, не указанных на схеме, и в пределе достигает десятков миллиампер.

В трохотронах управление потоками электронов осуществляется взаимно перпендикулярными электрическими и магнитным полями. При этом в случае постоянных однородных полей траектории отдельных электронов представляют собой трохойды и располагаются вдоль эквипотенциальных линий электрического поля. Коммутационные возможности трохотронов весьма разнообразны, так как положением эквипотенциальных линий в пространстве, а следовательно, и трохойдальным лучом можно управлять сравнительно просто.

В качестве примера рассмотрим одну из простейших конструктивных схем трохотрона (см. рис. 199, *в*). Роль контактов выполняют находящиеся под положительным (относительно катода *2*) потенциалом электроды *1* (лопатки), разделенные пластинами *1''*, на которые подается управляющий импульс. Поток электронов *3*

благодаря постоянному магнитному полю, действующему перпендикулярно чертежу, располагается узким пучком вдоль находящегося под отрицательным потенциалом длинного электрода  $\delta$ , называемого рельсом. Соответствующей подачей импульсов на пластины можно деформировать эквипотенциальные линии и направлять поток на ту или другую лопатку.

Трехотроны, позволяющие выполнять переключение на десять позиций, иногда называют декатронами. Однако чаще под декатронами подразумевают десятипозиционные переключатели иной конструкции, представляющие собой многоэлектродную газонаполненную лампу с холодным катодом, прохождение тока в которой носит характер тлеющего разряда между анодом и одним из катодов. Подачей управляющих импульсов на вспомогательные электроды (так называемые подкатоды) осуществляется последовательный перенос разряда с одного работающего катода на последующий. При этом для получения одного выходного импульса необходимо подать десять управляющих импульсов.

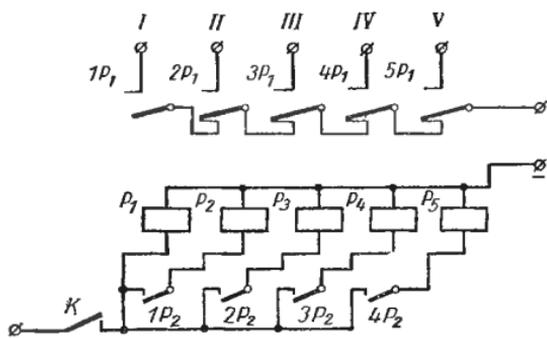


Рис. 200. Релейный распределитель:  $P_1 - P_5$  — обмотки реле;  $1P_1, 1P_2, 2P_1, 2P_2, \dots$  — контакты реле

В отличие от рассмотренных выше распределителей, которые представляют собой специальные конструкции, можно получить распределители и чисто схемным путем, используя двухпозиционные триггеры. Теоретические основы анализа и синтеза таких схем развиты М. А. Гавриловым<sup>1</sup>.

Для уяснения принципа устройства релейных распределителей рассмотрим один из простейших вариантов (рис. 200), выполненный на электромагнитных реле.

При подаче воздействующего импульса через контакт  $K$  прежде всего срабатывает реле  $P_1$ , которое замыкает разомкнутый контакт  $1P_1$  и подсоединяет к общему выводу выходной цепи вывод  $I$ . Одновременно реле  $P_1$  замыкает и разомкнутый контакт  $1P_2$ , включая обмотку реле  $P_2$ . Через промежуток времени, равный времени срабатывания реле, реле  $P_2$  переключает свои контакты  $2P_1$ , вследствие чего вывод  $I$  отсоединяется и включается вывод  $II$ . Одновременно реле  $P_2$  контактами  $2P_2$  включает обмотку реле  $P_3$ . Через промежуток времени, равный времени срабатывания, сработает реле  $P_3$ , которое отключит вывод  $II$  и включит вывод  $III$  и т. д.

<sup>1</sup> Гаврилов М. А. Теория релейно-контактных схем. М., изд. АН СССР, 1950, стр. 304.

Подобные схемы могут выполняться и на бесконтактных реле, причем особенно удобным являются оптроны, которые легко позволяют воздействовать на несколько несвязанных между собой выходных цепей, а также ферритдиодные (ФДЯ) и ферриттранзисторные (ФТЯ) ячейки, которые одновременно с передачей информации позволяют осуществлять и выполнение определенных логических функций.

В частности, в схеме, приведенной на рис. 201, одновременно с передачей информации выполняется логическая функция «И» (схема совпадения), работающая при двухтактном питании.

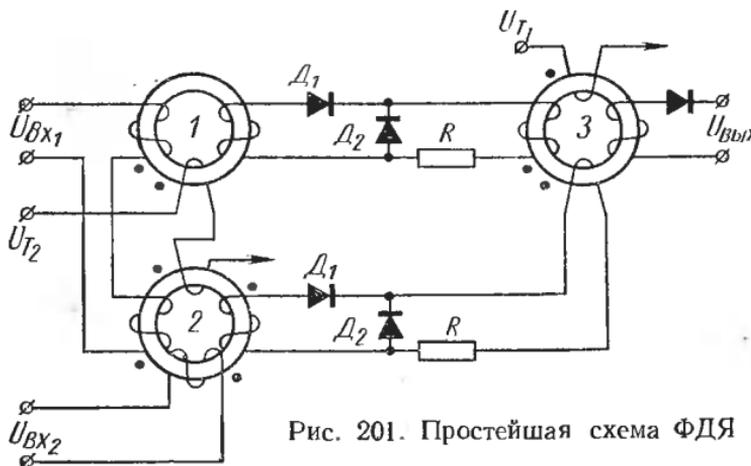


Рис. 201. Простейшая схема ФДЯ

Допустим, что в начальном положении все ферритовые сердечники находятся в состоянии, соответствующем нулю.

При подаче входного сигнала произойдет перемагничивание сердечников 1 и 2 и, таким образом, будет записана единица.

При поступлении тактового импульса  $U_{Т2}$  происходит считывание единицы с сердечников 1 и 2, причем с выходной обмотки сердечника 1 информация передается на входную обмотку сердечника 3, а с сердечника 2 — на обмотку запрета сердечника 3. Входная обмотка и обмотка запрета имеют одинаковое число витков и включены навстречу друг другу, поэтому они создают равные по величине и встречно направленные магнитные потоки.

В результате единица в сердечнике 3 не будет записана.

Следовательно, тактовый импульс  $U_{Т1}$  с сердечника 3 не спишет информацию и сигнал на выходе будет отсутствовать.

При наличии сигнала во второй входной обмотке  $U_{вх2}$  первоначальное состояние всей схемы не изменится, так как этот сигнал поступает в обмотку запрета.

При одновременной подаче входных сигналов  $U_{вх1}$  и  $U_{вх2}$  запись единицы произойдет только в сердечнике 1, а состояние сердечника 2 не изменится, так как одновременно на его входной обмотке ( $U_{вх1}$ ) и на обмотке запрета ( $U_{вх2}$ ) будут иметь место сигналы.

Поэтому тактовый импульс  $U_{T_2}$  с сердечника 1 передает (сдвигает) информацию в сердечник 3, так как в обмотке запрета сердечника 3 сигнал с сердечника 2 будет отсутствовать. Наконец, тактовый импульс  $U_{T_1}$  возвратит сердечник 3 в состояние, соответствующее нулю, и на выходе схемы появится выходной сигнал, соответствующий единице.

Следовательно, на выходе схемы импульс появится только в том случае, если будут одновременно поданы сигналы на оба ее входа.

Диод  $D_2$  и резистор  $R$  позволяет исключить обратное воздействие последующего сердечника на предыдущий, т. е. устраняют возможность обратного потока информации при считывании с сердечника 3.

В ферриттранзисторных ячейках наличие усилительного элемента позволяет увеличивать число воспринимающих сердечников по сравнению с ферритдиодными ячейками, так как энергия, необходимая для перемагничивания сердечников, поступает через транзистор от источника питания  $E_k$ .

На рис. 202 в качестве примера ФТЯ приведена логическая схема, осуществляющая передачу (сдвиг) и запоминание информации. Нагрузкой рассматриваемой схемы являются входные (записывающие) обмотки  $w_{вх}$  несколько ( $n$ ) сердечников. Собственно запоминающим элементом (памяти) здесь также является ферритовый сердечник, состояние которого  $+B_0$  соответствует единице, а состояние  $-B_0$  нулю. Транзистор выполняет роль усилителя мощности в цепи связи между сердечниками.

Работа ФТЯ происходит следующим образом. При подаче входного импульса  $U_{вх}$  осуществляется запись единицы, в результате этого в выходной (базовой обмотке  $w_б$ ) наводится э. д. с., приложенная к эмиттерному переходу в запирающем направлении (минус на эмиттере), транзистор закрывается, предотвращая ложную прямую передачу информации.

При считывании информации (единицы) за счет тактового импульса  $U_{T_1}$  индукция в сердечнике изменяется от  $+B_0$  до  $-B_{max}$  и в обмотке  $w_б$  наводится э. д. с., которая приложена к эмиттеру в проводящем направлении.

Транзистор открывается и переходит в область насыщения, падение напряжения  $U_{кэ}$  снижается до долей вольта и почти все напряжение  $E_k$  оказывается приложенным к обмоткам  $w_{вх}$  воспринимающих сердечников, записывая в них единицы.

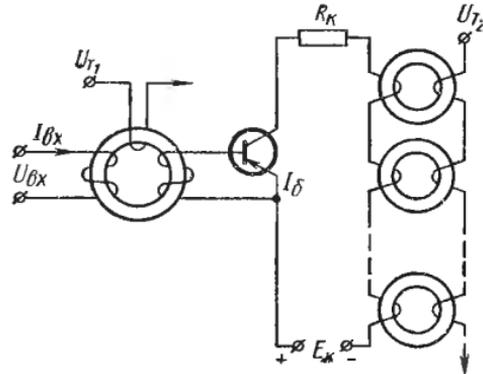


Рис. 202. Простейшая схема ФТЯ

При считывании нуля в обмотке  $\omega_6$  наводится э. д. с. помехи, пропорциональная изменению индукции от  $-B_0$  до  $-B_{\text{max}}$  и имеющая то же напряжение, что и э. д. с. при считывании единицы, но значительно меньше последней по величине. Под действием э. д. с. транзистор может перейти из области отсечки в активную область, что будет сопровождаться увеличением коллекторного тока. Поэтому параметры схемы должны быть выбраны так, чтобы этот ток создавал напряженность значительно меньше коэрцитивной силы и воспринимающие сердечники оставались в состоянии нулей.

## 5. ПРЯМЫЕ И ОБРАТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Из сказанного выше следует, что необходимо иметь специальные преобразующие устройства, с помощью которых вводимые в цифровую машину сигналы должны преобразовываться из непрерывной формы в дискретную, а вырабатываемые машиной воздействия должны до передачи их в регулятор преобразовываться из дискретной формы в непрерывную. Преобразователи первого вида обычно называют прямыми либо преобразователями «аналог — цифра», преобразователи второго вида называют обратными либо преобразователями «цифра — аналог».

При этом следует иметь в виду, что только в простейших случаях мгновенному значению непрерывной величины должно соответствовать определенное число импульсов, следующих друг за другом через равные интервалы; в более общем случае мгновенное значение преобразуется в тот или иной код — в построенную определенным образом комбинацию импульсов.

На вход прямых преобразователей непрерывный сигнал поступает обычно в виде углового перемещения оси или в виде электрического напряжения.

Прямые преобразователи строятся по следующим трем основным принципам: по принципу измерения числа единичных приращений, по принципу сравнения и вычитания, по принципу одного отсчета.

Первый принцип широко применяется для преобразования углового перемещения оси. В этом случае на оси закрепляются магниты, с помощью которых при повороте оси на определенный угол создаются импульсы в неподвижных приемных обмотках либо помещается диск с вырезами, с помощью которого открывается на определенных углах путь от источника света к фотоэлементам. Эти импульсы фиксируются счетчиком, причем для фиксации и направления вращения требуются дополнительные считывающие устройства.

Для преобразования электрического напряжения может применяться устройство, блок-схема и временная диаграмма которого приведена на рис. 203. Напряжение  $U_i$  предварительно преобра-

зудается в пропорциональный ему интервал времени  $t_i$ , затем этот интервал преобразуется в соответствующее число импульсов.

Генератор импульсов  $ГИ$  выдает последовательность импульсов, причем через делитель частоты  $Д$  (т. е. через строго определенное число импульсов) запускается генератор пилообразного напряжения  $ГП$  и одновременно через пусковую схему  $П$  открывается вентиль  $В$ ; импульсы начинают поступать в счетчик  $Сч$ . В тот момент, когда мгновенное значение преобразуемого напряжения  $U_i$  становится равным мгновенному значению пилообразного напряжения  $U_{ГП}$ , срабатывает схема сравнения  $СС$  и через пуско-

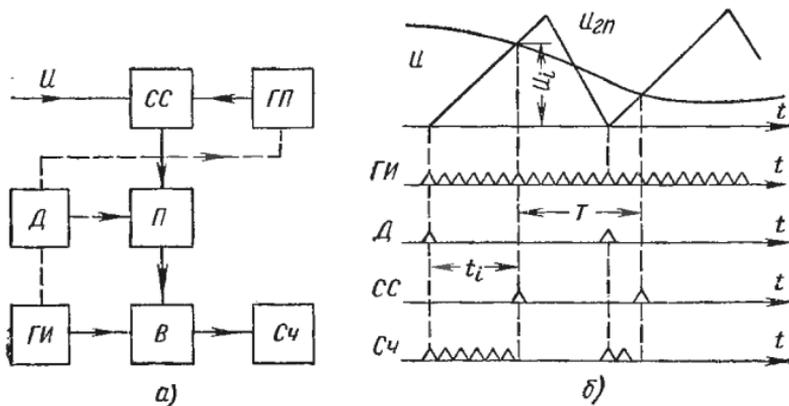


Рис. 203. Схема преобразователя напряжения в число импульсов:

*a* — блок-схема; *б* — временная диаграмма

вую схему  $П$  закрывает вентиль  $В$ ; поступление импульсов в счетчик в этот момент прекращается. Тогда временной интервал между началом и концом поступления импульсов в счетчик будет равен

$$t_i = \frac{U_i}{U_{ГП_{\max}}} \tau, \quad (383)$$

где  $U_{ГП_{\max}}$  — максимальное значение пилообразного напряжения;

$\tau$  — длительность нарастания пилообразного напряжения от нуля до максимума.

Интервал времени  $t_i$  определит число импульсов на счетчике. Этот интервал и будет являться дискретным эквивалентом напряжения  $U_i$ .

В прямых преобразователях, построенных по принципу сравнения и вычитания, имеется набор эталонных напряжений, равных, например,  $\frac{1}{64}$ ,  $\frac{1}{32}$ ,  $\frac{1}{16}$  и т. д. от полного эталонного напряжения и составляющих в сумме полное эталонное напряжение. С помощью специальной переключающей схемы устанавливается сумма эталонных напряжений, которая полностью (с точностью

до  $\frac{1}{64}$ ) уравнивает преобразующее напряжение. Соответствующее этому равновесному положению состояние переключающих устройств и будет отображать в дискретной форме мгновенное значение преобразуемого напряжения.

Другой тип прямых преобразователей, построенных по тому же принципу, представляет собой систему автоматического регулирования, работающую в следящем режиме так, что выходная величина в дискретной форме приводится в соответствие с преобразуемым напряжением, которое выполняет роль задающей величины; их разность, т. е. рассогласование системы, будет определять ошибку, которую можно вычислить с помощью общих методов теории автоматического регулирования.

Прямые преобразователи, построенные по принципу одного отсчета, чаще всего применяются для преобразования углового положения оси в код. В распространенном варианте на оси закрепляется диск, на котором выполнены уже не простейшие вырезы, как в ранее рассмотренном случае, а сложная кодовая сетка. Эта сетка выполнена так, что каждому положению оси (в пределах принятой точности отсчета) соответствует определенная комбинация освещенных и затемненных элементов.

Перейдем к обратным преобразователям, которые могут быть разбиты на три группы.

В первой группе преобразуются импульсы в единичные приращения непрерывной величины. Для этой цели может быть использован, например, шаговый электромагнитный двигатель (см. рис. 198), который при каждом импульсе поворачивает выходной вал на определенный угол.

В обратных преобразователях второй группы суммируются импульсы напряжения или тока.

Обратные преобразователи третьей группы представляют собой следящие системы, в которых напряжение в дискретной форме является задающей величиной, а выходное напряжение — величиной непрерывной.

Изложенные сведения дают лишь общее представление о методах преобразования. Конкретное исполнение преобразователей отличается большим разнообразием.

## 6. ЦИФРОВАЯ МАШИНА КАК ЭЛЕМЕНТ РЕГУЛЯТОРА

Управляющие машины, помимо их специфических функций, могут выполнять в регуляторе различные типовые функции — задатчика, сравнивающего элемента, корректирующего элемента и др. Только функции воспринимающего и исполнительного элементов, а также задачи усиления сигнала всегда выполняются вне машины. Рассмотрим, каким должен быть подход к замещению цифровой управляющей машины типовыми звеньями, если она

выполняет одновременно одну из типовых функций элемента регулятора.

Предположим, что цифровой машиной заменяется корректирующий элемент (см. рис. 26). При этом может наблюдаться нежелательное изменение передаточной функции, которое прежде всего связано с необходимостью перевода сигнала из непрерывной формы в дискретную и обратно.

Выполнение дифференцирования дискретной машиной будет сопровождаться специфическими искажениями, отличными от искажений, появляющихся при дифференцировании непрерывной величины фильтром по схеме, приведенной на рис. 26. В последнем случае, как известно, искажение заключается в том, что передаточная функция этой схемы имеет вид уравнения (172) вместо уравнения (356) для идеального дифференцирующего звена. Если операцию дифференцирования выполняет машина дискретного действия, то даже при столь быстром выполнении этой операции, когда временем, потребным на ее выполнение, можно пренебречь, произвести эту операцию с переходом к пределу невозможно.

Действительно, операция дифференцирования определяется соотношением

$$U_{\text{вых}}(t) = \frac{dU_{\text{вх}}}{dt} = \lim_{T \rightarrow 0} \frac{U_{\text{вх}}(t) - U_{\text{вх}}(t - T)}{T}. \quad (384)$$

Поскольку временной интервал  $T$  между двумя соседними замерами остается конечным, цифровая машина в этих условиях может дать лишь приближенный результат, определяемый разностным уравнением:

$$U_{\text{вых}}(t) = \frac{U_{\text{вх}}(t) - U_{\text{вх}}(t - T)}{T}. \quad (385)$$

К непрерывным величинам в импульсной форме также может быть применено преобразование Лапласа и выражение (385) в операторной форме примет вид (см. п. 1, гл. III)

$$U_{\text{вых}}^*(p) = \frac{U_{\text{вх}}^*(p) - U_{\text{вх}}^*(p) e^{-pT}}{T},$$

где звездочки указывают, что переход к операторной форме был произведен по правилам для дискретных величин.

Соответственно передаточная функция машины как дифференцирующего звена будет

$$W^*(p) = \frac{U_{\text{вых}}^*(p)}{U_{\text{вх}}^*(p)} = \frac{1 - e^{-pT}}{T}, \quad (386)$$

т. е. она содержит звено с постоянным запаздыванием.

Разлагая показательную функцию в степенной ряд, нетрудно убедиться, что с уменьшением интервала  $T$  передаточная функция

дискретной машины будет стремиться к виду передаточной функции идеального дифференцирующего звена

$$\begin{aligned} \lim_{T \rightarrow 0} W^*(p) &= \lim_{T \rightarrow 0} \frac{1 - 1 + pT - \frac{p^2 T^2}{2} + \dots}{T} = \\ &= \lim_{T \rightarrow 0} \left( p - \frac{T}{2} p^2 + \dots \right) = p. \end{aligned} \quad (387)$$

Очевидно, что при надлежащем выборе интервала между за-  
мерами оба установленных выше вида искажений в принципе могут  
быть доведены до практически пренебрежимых величин.

При переводе сигнала из непрерывной формы в дискретную  
всегда встает вопрос о том, как влияет длительность интервала  
между двумя соседними замерами  $T$  (см. рис. 203, б) на досто-  
верность воспроизведения этого сигнала в дискретной форме  
(предполагается, что частота посылок генератора импульсов  $GI$   
достаточно высока для точного проведения самих замеров). Ответ  
на этот вопрос дается теоремой акад. В. А. Котельникова. Согласно  
теореме Котельникова точное воспроизведение непрерывного сиг-  
нала (воспроизведение без потери информации) будет, если выдер-  
жано соотношение <sup>1</sup>

$$T \leq \frac{\pi}{\omega_n}, \quad (388)$$

где  $\omega_n$  — полоса пропускания преобразуемого сигнала (она опре-  
деляется системой регулирования в целом и в первую  
очередь ее наиболее инерционными звеньями).

Поскольку

$$T = \frac{1}{f},$$

где  $f$  — частота следования замеров;

$$\omega_n = 2\pi f_n;$$

$f_n$  — частота, соответствующая полосе пропускания системы регу-  
лирования,

то теорема Котельникова может быть сформулирована и в виде  
условия

$$f \geq 2f_n. \quad (389)$$

При меньших частотах следования замеров появляется как бы  
некоторая дополнительная инерционность.

<sup>1</sup> На рис. 203, б величина  $T$  является переменной.

Обратное преобразование дискретной величины в непрерывную сопряжено с появлением дополнительных инерционностей, так как требует введения сглаживающих фильтров, поскольку непрерывный сигнал на выходе обратного преобразователя будет иметь ступенчатую форму. Однако, как и в ранее встречавшихся случаях фазочувствительных и релейных линеаризованных усилителей, надобность в специальном фильтре отпадает, если высокочастотные составляющие могут гаситься достаточно инерционными звеньями системы.

Приведенные рассуждения относятся к частному случаю и иллюстрируют лишь общий подход. Естественно, что в других случаях машина может выполнять нелинейные операции, которые к тому же могут носить и нелинеаризуемый характер и т. д.

## СТАБИЛИЗАТОРЫ

### 1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Под стабилизаторами в данном случае подразумеваются элементы автоматики, обеспечивающие поддержание постоянства какого-либо параметра энергетической цепи. Для гидравлических или пневматических цепей наиболее часто возникает задача поддержания постоянства давления. В электрических цепях приходится стабилизировать напряжение, ток или частоту, причем на практике чаще всего возникает необходимость стабилизации напряжения.

Стабилизация напряжения в системах автоматического регулирования необходима в двух случаях:

1. Когда изменение величины напряжения питания сказывается нежелательным образом на изменении параметров элементов автоматики (усилители, исполнительные двигатели и пр.). Для обеспечения удовлетворительной работы системы регулирования в целом обычно оказывается достаточным стабилизировать напряжение с точностью порядка 1—10%.

2. Когда заданное значение параметра, регулируемого системой, представляется в виде некоторого напряжения, которое действует в задающем элементе (см. рис. 2). Сам регулируемый параметр при этом, конечно, может иметь любую физическую природу, но с помощью воспринимающего элемента он должен быть преобразован в электрическое напряжение для сравнения его фактического и заданного значений. Естественно, что стабилизация в этом случае должна быть более высокой, так как любое изменение задающего напряжения будет в той же мере сказываться и на точности работы системы автоматического регулирования в целом, как бы ни были высоки ее динамические качества. В этом случае обычно оказывается необходимой стабилизация с точностью 0,1—0,01% и выше.

Качество стабилизатора напряжения характеризуется коэффициентом стабилизации, показывающим, во сколько раз относительное изменение воздействующего фактора больше относительного изменения выходного (стабилизированного) напряжения. Такими воздействующими факторами могут быть входное

напряжения стабилизатора, его выходной (нагрузочный) ток и т. д. Выражение коэффициента стабилизации по входному напряжению имеет вид

$$K_{U_{вх}} = \frac{\frac{\Delta U_{вх}}{U_{вх}}}{\frac{\Delta U_{ввых}}{U_{ввых}}}$$

Следует различать два принципиально различных способа осуществления стабилизации:

1. Параметрический метод, основанный на применении элементов с нелинейными статическими характеристиками. Параметрические стабилизаторы относятся к разомкнутым автоматическим устройствам.

2. Компенсационный метод, основанный на применении замкнутых систем автоматического регулирования.

Грубая стабилизация обычно осуществляется непосредственно системами автоматического регулирования напряжения бортовых генераторов (угольные, а также контактные вибрационные регуляторы и пр.). Точная стабилизация напряжений питания для задающих элементов осуществляется специальными стабилизаторами небольшой мощности, которые и будут рассмотрены подробнее.

## 2. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ С НЕЛИНЕЙНЫМИ СОПРОТИВЛЕНИЯМИ

Параметрические стабилизаторы с активными нелинейными сопротивлениями могут применяться как в цепях постоянного, так и в цепях переменного тока. Если при этом нелинейность носит вентильный характер (различное сопротивление для разных направлений), то схема стабилизатора переменного тока несколько усложняется.

Нелинейные сопротивления по характеру нелинейности можно разделить на два типа:

1. Сопротивления типа  $r_I$  — вольт-амперная (статическая) характеристика на некотором участке отклоняется от проходящей через начало координат прямой в сторону оси напряжений и ток  $I$ , проходя через них, более или менее постоянен для известных пределов изменения подводимого напряжения (рис. 204, а).

2. Сопротивления типа  $r_U$  — вольт-амперная характеристика отклоняется в сторону оси тока и падение напряжения на них  $U$  более или менее постоянно для известных пределов протекающего тока (рис. 204, б).

К сопротивлениям типа  $r_I$  относятся обычные лампы накаливания, поскольку с увеличением подводимого к ним напряжения возрастает температура металлической нити, а следовательно, ток увеличивается не пропорционально напряжению, а значительно медленнее. Более резко это явление выражено у бареттеров,

В которых чаще всего применяется проволока из чистого железа, а баллон заполняется водородом. В такой конструкции соотношение между температурным коэффициентом сопротивления нити и условиями теплоотдачи ее поверхностью оказывается более благоприятным и стабилизирующие свойства повышаются. Обычная величина тока бареттера составляет десятые доли ампера.

Если сопротивление типа  $r_I$  включить последовательно с сопротивлением нагрузки  $R_H$  согласно рис. 205, а, то в определенных пределах изменения входного напряжения ток в цепи, а следовательно, и выходное напряжение  $U_{вых} = I_H R_H$  будут изменяться очень мало.

Однако сопротивление  $r_I$  по характеру своей нелинейности является стабилизатором

тока, а не напряжения. Поэтому, если сопротивление нагрузки будет в процессе эксплуатации менять свою величину, то и выходное напряжение будет соответственно меняться. Если такие изменения нежелательны, то сопротивление нагрузки следует зашунтировать значительно меньшим по величине постоянным сопротивлением  $r_{ш}$ , как это показано на схеме штриховой линией.

Рис. 204. Вольт-амперные характеристики нелинейных резисторов, используемых в параметрических стабилизаторах:

а — с нелинейностью типа  $r_I$ ; б — с нелинейностью типа  $r_U$

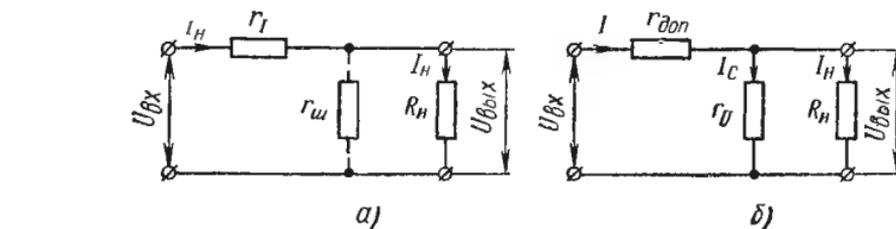


Рис. 205. Простейшие схемы параметрических стабилизаторов напряжения:

а — с нелинейностью типа  $r_I$ ; б — с нелинейностью типа  $r_U$

Конечно, это связано с необходимостью применения более мощного нелинейного сопротивления, т. е. с понижением к. п. д. схемы.

К сопротивлениям типа  $r_U$  могут быть отнесены ПТР, поскольку они обладают отрицательным температурным коэффициентом.

Однако наиболее часто применяемыми нелинейными сопротивлениями этого типа являются стабилитроны и полупроводниковые диоды-стабилизаторы.

Стабилитроны представляют собой лампы тлеющего разряда с холодными электродами большой площади. Поэтому в известных

пределах изменения тока стабиловольта (десятьки миллиампер) изменяется лишь участвующая в разряде площадь электродов. Сам характер разряда, а следовательно, и величина падения напряжения при этом сохраняются. Если ток возрастает выше значения, при котором в разряде участвует вся поверхность электродов, то тлеющий разряд переходит в дуговой и может произойти разрушение электродов. Другая особенность стабиловольтов заключается в том, что зажигание стабиловольта (возникновение тлеющего разряда) происходит при несколько более высоком напряжении, чем горение.

Полупроводниковые диоды-стабилизаторы представляют собой германиевые или кремниевые диоды, к которым приложено обратное напряжение, несколько превышающее напряжение пробоя. Они выгодно отличаются тем, что их пробивное напряжение в зависимости от конструкции может быть сделано различным — от сотен до единиц вольт, в то время как нижний предел для стабиловольтов имеет порядок десятков вольт.

Такого рода вольт-амперными характеристиками обладают и полупроводниковые резисторы из смеси карборунда, глины и графита (вилит, карборунд и др.), которые в последнее время изготавливаются на относительно низкие напряжения. Однако по стабильности характеристик они пока уступают рассмотренным выше нелинейным элементам.

Простейшая и распространенная схема включения стабиловольтов и диодов стабилизаторов с нелинейностью типа  $r_U$  представлена на рис. 205, б. Схема обеспечивает стабилизацию выходного напряжения как при изменении входного напряжения, так и при изменении величины нагрузочного сопротивления  $R_n$ . Увеличение выходного напряжения по любой причине будет сопровождаться лишь увеличением тока  $I_c$  (более сильным, чем по линейному закону), а излишек входного напряжения будет поглощен добавочным сопротивлением  $r_{дон}$ , т. е.  $\Delta U_{вх} = r_{дон} \Delta I_c$ .

Стабиловольты и диоды-стабилизаторы являются наиболее совершенными из нелинейных элементов, используемых в схемах стабилизаторов. Однако и они даже в стационарных условиях не могут обеспечить стабилизации выше 0,1%.

Работа бареттеров и других нелинейных элементов, нелинейность которых обусловлена явлениями нагрева, связана с дополнительными погрешностями динамического характера, так как при изменении режима цепи температура устанавливается не сразу.

На практике часто встречаются мостовые схемы стабилизаторов. Очень чувствительным, дающим более высокий коэффициент стабилизации, чем простейшие схемы, может быть нелинейный мост (рис. 206, а), состоящий из двух пар нелинейных сопротивлений разного типа. Однако это вовсе не означает большей точности стабилизации напряжения, поскольку точность зависит от стабильности входящих в мост сопротивлений и их инерционности.

Простыми построениями, положив  $R_H = \infty$ , нетрудно убедиться, что статическая характеристика схемы имеет вид, показанный на рис. 206, б.

Интересной особенностью этой схемы является возможность ее работы в качестве измерительного устройства, не содержащего ста-

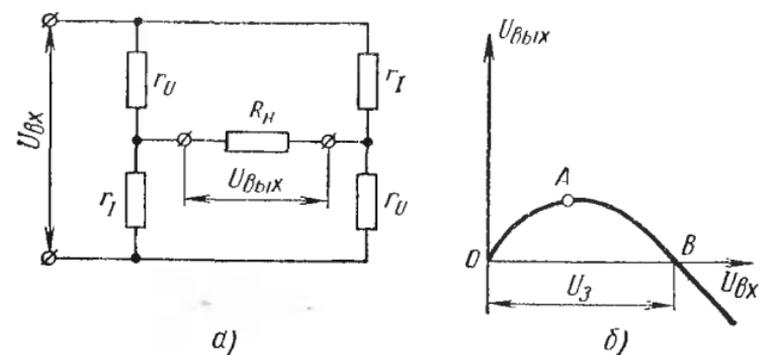


Рис. 206. Нелинейный стабилизирующий мост

билизованного напряжения, непосредственно дающего на выходе напряжение, пропорциональное величине рассогласования. Входное напряжение должно быть пропорциональным фактическому значению регулируемой величины, а ее заданное значение должно быть равно  $U_3$  (отрезок  $OB$  является параметром моста, эквивалентным заданной величине напряжения). В области точки  $A$  схема работает как обычный стабилизатор напряжения.

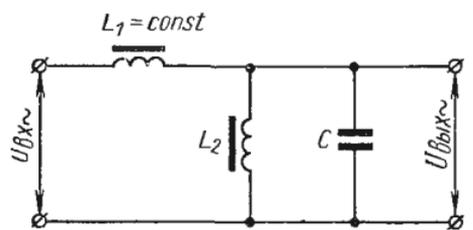


Рис. 207. Схема простейшего феррорезонансного стабилизатора напряжения

Параметрические стабилизаторы с реактивными нелинейными сопротивлениями могут применяться только в цепях переменного тока. Как правило, они дают более высокий к. п. д., чем стабилизаторы на активных сопротивлениях, но увеличивают реактивные токи. Кроме того, их работа зависи-

т от частоты. В качестве нелинейных сопротивлений могут применяться как дроссели с насыщенными ферромагнетиками, так и конденсаторы с нелинейными диэлектриками.

Практически чаще всего применяются дроссели в комбинации с линейными конденсаторами — феррорезонансные стабилизаторы. Варианты этих стабилизаторов весьма разнообразны. Одна из простейших схем приведена на рис. 207.

Дроссель  $L_1$  работает в ненасыщенном режиме, и индуктивность его постоянна. Дроссель  $L_2$  работает в нелинейном режиме, поэтому увеличение напряжения на нем сопровождается не пропорциональным, а более резким увеличением тока и соответствующим увеличением падения напряжения на ненасыщенном дросселе. Фактически дроссель  $L_2$  является нелинейностью типа  $r_U$

и поэтому рис. 207 соответствует рис. 205, б. Конденсатор  $C$  при этом не играет принципиальной роли. Он добавляется, чтобы за счет феррорезонанса достичь насыщения при относительно малых токах, потребляемых от сети.

В авиационных условиях изменение частоты бортового напряжения и температурные влияния могут вызывать нарушение работы резонансных схем, а поэтому более надежными будут схемы на одних дросселях.

### 3. ПОНЯТИЕ О КОМПЕНСАЦИОННЫХ СТАБИЛИЗАТОРАХ

Компенсационные стабилизаторы, как уже указывалось, являются замкнутыми системами автоматического регулирования, и их структурная схема соответствует рис. 2. Расчет компенсационных стабилизаторов должен производиться методами теории автоматического регулирования.

В качестве примера рассмотрим устройство электронного стабилизатора напряжения постоянного тока, упрощенная схема которого дана на рис. 208. Воспринимающим элементом в этой схеме является делитель напряжения, разность напряжений между точками  $a$  и  $b$  которого  $U_{ab} = \alpha U_{вых}$  пропорциональна выходному напряжению. Задающим элементом служит стабилитрон, величина напряжения на котором  $U_s = \text{const}$ .

На сетку лампы  $\mathcal{L}_1$  поступает напряжение  $\alpha U_{вых} - U_s$ , которое пропорционально расогласованию; лампа  $\mathcal{L}_1$  является усилительной. Лампа  $\mathcal{L}_2$  выполняет функции исполнительного элемента и, как многие исполнительные элементы, одновременно является усилителем (в данном случае, вторым каскадом усиления).

Допустим, что напряжение на выходе возросло. Тогда потенциал точки  $a$ , следовательно, и сетки первой лампы повысится. Анодный ток первой лампы  $I_{a1}$  от этого возрастет, что вызовет увеличение падения напряжения на сопротивлении  $r_a$ , т. е. понижение потенциала сетки второй лампы  $U_{\partial 2} = -I_{a1} r_a$ . Понижение потенциала сетки второй лампы вызовет увеличение ее сопротивления, в результате чего выходное напряжение понизится.

По аналогичному принципу выполняются и схемы полупроводниковых стабилизаторов, в которых вместо ламп применяются транзисторы, а роль стабилитрона выполняет диод-стабилизатор.

Рассмотренная схема дает более высокий коэффициент стаби-

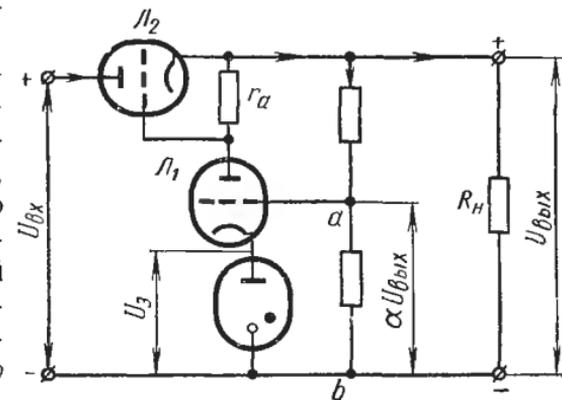


Рис. 208. Упрощенная схема электронного стабилизатора напряжения

лизации, чем параметрические, причем стабилизация повышается с увеличением коэффициента усиления ламп.

Однако точность стабилизации при длительной работе и в этом случае определяется стабильностью параметров задающего элемента во времени.

#### 4. ГИДРАВЛИЧЕСКИЕ И ПНЕВМАТИЧЕСКИЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ

Гидравлические и пневматические стабилизаторы применяются для уменьшения изменений параметров питаемых через них элементов, их часто не вполне правильно называют редукционными клапанами<sup>1</sup>.

Одна из возможных схем стабилизаторов давления представлена на рис. 209. Как и в электрических стабилизаторах напряжения, выходная величина  $p_{вых}$  меняется в гораздо меньших пределах, чем входная величина  $p_{вх}$  (входное давление  $p_{вх}$  при своих изменениях должно все время оставаться выше заданного номинального значения давления  $p_{вых}$ ). Жидкость или воздух от магистрали, питаемой насосом, компрессором или от аккумулирующего баллона, поступает в полость 1. Оттуда через зазор между корпусом 2 и клапаном 3 жидкость или воздух попадает в полость 4, из которой осуществляется непосредственная подача к гидравлическому или пневматическому усилителю или исполнительному двигателю. Если

давление  $p_{вых}$  в полости 4 понизится, то пружина 5 переместит поршень 6 вниз и увеличит зазор клапана; при повышении давления  $p_{вых}$  зазор будет уменьшаться. С помощью винта 7 можно изменять натяжение пружины 5 и тем самым устанавливать стабилизатор на требуемое значение стабилизированного давления  $p_{вых}$ .

Это крайне простое устройство также относится к компенсационным стабилизаторам. Поршень 6 является воспринимающим элементом, пружина 5 — задатчиком, а клапан 3 — исполнительным элементом.

Кроме стабилизаторов давления, в гидравлических и пневматических линиях применяются стабилизаторы расхода. Однако, как и стабилизаторы тока, в электрических сетях они применяются значительно реже.

<sup>1</sup> Редукционными клапанами следует называть только клапаны, предназначенные для пропорционального редуцирования давления и по своему назначению соответствующие редукторам в механических устройствах или трансформаторам в электрических устройствах. Рассматриваемый вид устройств можно было бы назвать стабилизирующими клапанами.

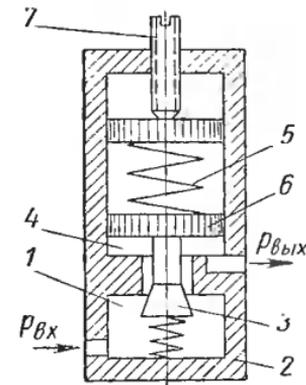


Рис. 209. Схема стабилизатора давления:

- 1 — входная полость;
- 2 — корпус;
- 3 — клапан;
- 4 — выходная полость;
- 5 — задающая пружина;
- 6 — поршень;
- 7 — регулировочный винт

## Глава XV

## СТАБИЛЬНОСТЬ И НАДЕЖНОСТЬ

## 1. ПРИЧИНЫ ИЗМЕНЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕМЕНТОВ

Расчет элементов выполняется для определенных материалов, деталей и узлов и для номинальных (расчетных) условий эксплуатации, в результате чего и полученные значения параметров элементов в целом, если отвлечься от положенных в основу расчета допущений, вполне определены и однозначны.

Однако при изготовлении элементов, рассчитанных подобным образом, даже если положенные в основу расчета допущения и не сказываются существенно на результатах, всегда наблюдается заметное отклонение действительных параметров элемента от значений параметров, полученных при расчете. Особенно большие отклонения могут появляться в процессе эксплуатации элемента. Эти отклонения могут быть настолько большими, что далеко выходят за границы, допустимые с точки зрения нормальной работы того устройства, в состав которого входит данный элемент.

Так, уменьшение коэффициента усиления усилителя иногда приводит к недопустимому понижению статической точности системы автоматического регулирования, а сильное увеличение коэффициента усиления может привести к существенному ухудшению качества переходного процесса и даже к потере устойчивости. Поэтому в дополнение к расчету при номинальных значениях параметров деталей и номинальных условиях эксплуатации каждый проектируемый элемент должен проверяться расчетом на возможный разброс параметров. Последнее относится и к приобретаемым в готовом виде элементам, в том числе и типовым, если данные о возможном разбросе их параметров отсутствуют.

Причины, вызывающие разброс параметров элемента, целесообразно разделить на две категории: технологические и эксплуатационные.

К числу причин технологического характера относятся отклонения, характеризующиеся разного рода допусками: на свойства материалов изделий (например, на удельное сопротивление проводника или на магнитную проницаемость ферромагнетика), на раз-

меры деталей (например, на диаметр провода или на толщину стенок сильфона), на сборку элемента из деталей (например, на зазоры между механическими звеньями или на собственную емкость и индуктивность электрического монтажа). Разбросы параметров по технологическим причинам можно значительно уменьшить, если в конструкции элемента предусмотрено регулировочное приспособление (например, регулируемое сопротивление или регулируемая пружина). Для этого должна быть правильно выбрана глубина регулировки. Однако такая регулировка может обеспечить сокращение допусков на параметры элемента только при определенных внешних условиях.

Во время эксплуатации элемента меняется температура окружающей среды и плотность воздуха, элемент подвергается воздействию ускорений, меняются величины напряжений в питающих электрических сетях, величины давлений в питающих гидравлических и пневматических сетях и т. д. В результате прежде всего могут меняться параметры отдельных деталей (например, вследствие температурного изменения вязкости рабочей жидкости или удельного сопротивления материала электрического проводника), что скажется и на изменении параметров элемента в целом. Кроме того, изменение внешних условий может влиять на параметры элемента и непосредственно, т. е. даже при постоянстве параметров деталей, например, увеличение напряжения в питающей сети будет сопровождаться уменьшением времени срабатывания электромагнитного реле, а повышение давления в гидросети вызовет увеличение скорости перемещения поршня гидроусилителя. Изменения параметров деталей могут происходить и вследствие их старения и износа.

Старение и износ деталей происходят сравнительно медленно<sup>1</sup>, и часто возможно поддерживать параметры элемента в требуемых пределах путем профилактических эксплуатационных регулировок. Все же прочие внешние воздействия быстро изменяются во времени, и ручная регулировка уже непригодна. Если полученные при этом изменения параметров элемента выходят за пределы требуемой точности, то необходимо ввести автоматически действующие компенсирующие приспособления (стабилизация напряжения, температурная компенсация, термостатирование, применение реверсивных компенсационных схем, стабилизирующих отрицательных обратных связей и т. п.).

---

<sup>1</sup> Наиболее интенсивное старение происходит в начальный период эксплуатации. Тогда же проявляются случайные дефекты. Поэтому ответственные детали самого разнообразного назначения — от электронных ламп до пружин — подвергаются предварительному «искусственному» старению, т. е. работают определенный срок до выпуска с завода. По окончании гарантийного срока службы, когда вероятность интенсивного старения и выхода из строя опять возрастает, детали заменяются вне зависимости от их фактического состояния.

Чтобы выбрать путь повышения стабильности параметров, конструктору часто удобно разделить возникающие погрешности также и по другому, принятому в приборостроении, признаку на инструментальные и методические. При этом к инструментальным относятся все погрешности, вызываемые несовершенством применяемых материалов и неточностями изготовления и сборки, даже если они и проявляются лишь при изменении условий эксплуатации. К методическим относятся погрешности, вызываемые недостатком самого выбранного конструктором метода преобразования. Так, влияние величины напряжения питания на чувствительность потенциометрического датчика практически не зависит от качества изготовления последнего и соответствующая погрешность должна быть отнесена к методическим погрешностям.

## 2. РАСЧЕТ ИЗМЕНЕНИЙ (ВАРИАЦИЙ) ВЕЛИЧИН ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕМЕНТОВ

Задача определения пределов вариаций<sup>1</sup> величины того или иного параметра элемента по заданным допускам на отдельные детали элемента и по заданным условиям его эксплуатации относится к общей теории точности, основы которой созданы акад. Н. Г. Бруевичем и его сотрудниками. Достаточно строгие методы теории точности базируются на применении теории вероятностей и требуют прежде всего предварительного статистического изучения законов распределения отклонения параметров деталей от номинала и влияния старения. Если бы эти законы были известны, то можно было бы решить основную задачу теории ошибок — определить пределы, за которые с заранее заданной вероятностью (так называемой надежностью результата) отклонение исследуемого параметра элемента не выходит. Однако в настоящее время необходимые статистические материалы имеются пока в недостаточном количестве.

Опираясь в расчетах на какое-нибудь теоретическое (например, гауссово) распределение вероятностей не всегда возможно, так как действительные условия могут сильно отличаться от теоретических предпосылок. Поэтому часто идут по пути определения максимально возможных отклонений, так как предельные допуски на детали почти всегда бывают известны<sup>2</sup>. К тому же этот путь по сравнению с вероятностными методами дает относительно завышенные, а потому и вполне надежные результаты.

---

<sup>1</sup> Здесь под вариациями будем понимать и не очень малые изменения параметров.

<sup>2</sup> В литературе есть сведения о практически оправдавшей себя оценке разбросов параметров деталей по величине, равной одной трети от предельного допуска (см. подробнее П. П. М е с я ц е в. Применение теории вероятности и математической статистики при конструировании и производстве радиоаппаратуры. М., Оборонгиз, 1958, стр. 264).

Пусть известно аналитическое выражение, которое устанавливает связь величины исследуемого параметра элемента  $X$  с величинами соответствующих параметров деталей  $x_1, x_2, \dots, x_k$  и величинами параметров эксплуатационного режима  $x_{k+1}, x_{k+2}, \dots, x_n$ :

$$X = f(x_1, x_2, \dots, x_n). \quad (390)$$

Это выражение должно быть приведено к такому виду, чтобы фигурирующие в нем в качестве независимых переменных параметры были взаимно независимыми.

Максимальные отклонения параметра  $X$  от номинала можно определить, подставляя непосредственно в выражение (390) сначала номинальные значения параметров деталей и параметров эксплуатационного режима, а затем наибольшие и наименьшие значения последних в таких сочетаниях, чтобы один раз получилось наибольшее, а другой раз наименьшее значение параметра  $X$ . Такой прием является наиболее простым и естественным, но при этом иногда бывает трудно оценить количественное влияние отклонений параметров режима на отклонение исследуемого параметра элемента. При сложном характере функциональной зависимости (390) может возникнуть затруднение даже в нахождении указанных выше сочетаний, т. е. не исключена возможность ошибок при определении экстремальных значений параметра  $X$ .

Поэтому чаще используется формула полного дифференциала от выражения (390), в которой бесконечно малые приращения  $dx_i$  заменены конечными, но малыми приращениями

$$\Delta X = \frac{\partial f}{\partial x_1} \Delta x_1 + \frac{\partial f}{\partial x_2} \Delta x_2 + \dots + \frac{\partial f}{\partial x_n} \Delta x_n. \quad (391)$$

В этом выражении отчетливо видно значение отклонения каждого параметра  $\Delta x_i$ , а наибольшие положительное и отрицательное отклонения исследуемого параметра элемента  $\Delta X$  легко находятся соответствующим выбором знака перед отдельными слагаемыми (поскольку параметры  $x_1, x_2, \dots, x_n$  являются взаимно независимыми). Однако наблюдающиеся в действительности вариации  $\Delta x_i$  бывают не очень малыми и потому выражение (391) в общем случае из-за нелинейного характера зависимостей  $X = f_i(x_i)$  будет давать ту или иную ошибку.

Практически оказывается удобным отдельно определить погрешности от технологических причин и от причин эксплуатационного характера.

Ориентировка на максимальные отклонения обеспечивает полную надежность и потому, безусловно, целесообразна при определении погрешности эксплуатации. Погрешности технологического характера, как указывалось, могут быть значительно скомпенсированы во время заводской регулировки и поэтому можно рекомендовать ориентироваться на несколько (в зависимости от

конкретных условий) заниженные отклонения. Это позволит упростить и удешевить регулировочные приспособления; если же глубина (запас) регулировки в некоторых случаях окажется недостаточной, то это можно исправить заменой отдельных деталей или узлов с наибольшими отклонениями.

### 3. ОПРЕДЕЛЕНИЕ НАДЕЖНОСТИ ДЕТАЛЕЙ

Значительное, непредусмотренное отклонение параметров от номинала и особенно выход из строя хотя бы одного элемента, входящего в состав регулятора, в той или иной степени нарушает нормальную работу системы автоматического регулирования, а чаще всего приводит к выходу из строя системы в целом. При этом ни один из конструктивных элементов, естественно, не обладает абсолютной надежностью в указанных выше отношениях. Надежность же элемента определяется надежностью его деталей и узлов (пружин, электронных ламп, транзисторов, непроволочных резисторов, электрических контактов, крепежных деталей и т. д.).

Совершенно ясно, что вопрос надежности является исключительно важным, причем он приобретает все большее значение в связи с непрерывно наблюдающимся усложнением регуляторов и с увеличением числа входящих в регулятор конструктивных элементов.

Непредусмотренное отклонение параметров элемента или детали за допустимые границы или полный выход их из строя будем называть отказом. Отказы зависят от множества мелких причин технологического и эксплуатационного характера, не всегда поддающихся предварительной оценке и учету. Поэтому надежность работы (элемента и отдельных его деталей) приходится рассматривать как случайную величину, для определения которой нужно располагать необходимыми статистическими сведениями, определяемыми из опыта эксплуатации или из специально поставленных лабораторных исследований, с достаточной близостью имитирующих реальные условия эксплуатации.

Для задач эксплуатации удобно под надежностью элемента или детали понимать вероятность безотказной работы элемента или детали в течение определенного промежутка времени (например, в течение промежутка времени между двумя профилактическими регулировками). Будем обозначать надежность элемента  $P$ , а надежность входящих в него деталей  $p$ .

Наиболее полно случайные величины характеризуются законами распределения вероятностей.

Законы распределения могут быть представлены в различной форме. Для определения надежности деталей элементов регуляторов летательных аппаратов очень наглядно представление опытных данных в виде графика, изображенного на рис. 210, на

котором по оси абсцисс откладывается время эксплуатации данной детали  $t$ , а по оси ординат — число отказов  $\Delta n_i$ ; за соответствующие интервалы времени  $\Delta t_i = t_i - t_{i+1}$  (например, в течение 1, 2, 3-го и т. д. часа эксплуатации), отнесенные к начальному числу деталей  $N_0$ , поставленных на испытание:

$$a_i = \frac{\Delta n_i}{N_0 \Delta t_i}. \quad (392)$$

Установим связь между графиком  $a(t)$  и интересующей нас надежностью  $p$ .

Число исправно работающих элементов к моменту времени  $t_i$  составит

$$N(t_i) = N_0 p(t_i),$$

а к моменту времени  $t_{i+1} = t_i + \Delta t_i$

$$N(t_i + \Delta t_i) = N_0 p(t_i + \Delta t_i).$$

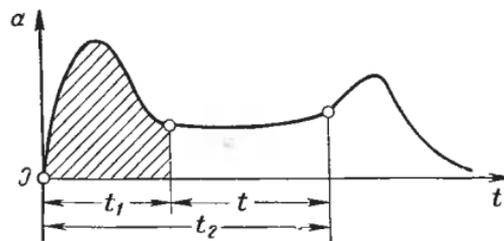


Рис. 210. К определению надежности

Тогда число отказавших за время  $\Delta t_i$  элементов будет

$$\Delta n_i(t) = N_0 [p(t_i) - p(t_i + \Delta t_i)],$$

откуда согласно выражению (392)

$$a(t_i) = \frac{p(t_i) - p(t_i + \Delta t_i)}{\Delta t_i}$$

или, рассматривая график  $a(t)$  как непрерывную функцию времени,

$$a(t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{p(t) - p(t + \Delta t)}{\Delta t} = -\frac{dp(t)}{dt}. \quad (393)$$

Положив, как это сделано на графике, что при  $t = 0$  надежность  $p = 1$ , проинтегрируем полученное уравнение:

$$\int_0^t a(t) dt = - \int_1^p dp(t)$$

и найдем интересующее нас выражение надежности детали

$$p(t) = 1 - \int_0^t a(t) dt, \quad (394)$$

причем величина

$$q(t) = \int_0^t a(t) dt \quad (395)$$

соответствует заштрихованной части графика и будет определять ненадежность детали, т. е. вероятность отказа детали за тот же промежуток времени. Это следует из того, что надежность и ненадежность являются противоположными событиями и

$$p(t) = 1 - q(t). \quad (396)$$

При графическом определении интеграла (395) следует помнить, что

$$q(\infty) = \int_0^{\infty} a(t) dt = 1,$$

поскольку всякая деталь имеет ограниченный срок службы и выход ее из строя в течение достаточно большого интервала времени является достоверным событием.

Очевидно также, что в общем случае для некоторого промежутка времени  $\tau = t_2 - t_1$ , начало которого не соответствует началу эксплуатации,

$$p(\tau) = 1 - \int_{t_1}^{t_2} a(t) dt. \quad (397)$$

#### 4. РАСЧЕТ НАДЕЖНОСТИ ЭЛЕМЕНТОВ И СПОСОБЫ ЕЕ ПОВЫШЕНИЯ

Пусть элемент состоит из  $m$  деталей, надежности которых для нужного интервала времени определены указанным выше способом и равны  $p_1(t)$ ,  $p_2(t)$ , . . . ,  $p_m(t)$ . Отказы отдельных деталей элемента обычно могут рассматриваться как взаимно независимые события. Если отказ любой детали будет сопровождаться отказом элемента в целом, то на основании теоремы умножения независимых событий надежность элемента будет равна

$$P(t) = p_1(t) p_2(t) \dots p_m(t) = \prod_{i=1}^m p_i(t). \quad (398)$$

Это выражение показывает, что с увеличением числа деталей в элементе надежность последнего быстро уменьшается. В этих условиях в принципе можно повысить надежность путем повышения надежности входящих в элемент деталей или резервирования.

Повышение надежности отдельных деталей может быть достигнуто как за счет уменьшения их нагрузок (механических, тепловых, электрических), так и за счет применения более совершенных материалов (например, применение более температуростойких кремниевых триодов вместо германиевых триодов), более совершенной технологии и более тщательного контроля готовых изде-

лий. Эти меры связаны, как правило, либо с увеличением габаритов, либо с существенным повышением стоимости изделий.

Резервирование обычно относится уже не к отдельным деталям, а к целым элементам, а чаще даже к целым группам (блокам) элементов регулятора. Различают резервирование общее (рис. 211, а) и раздельное (рис. 211, б).

При общем резервировании весь регулятор или его часть, состоящая из  $k$  элементов, резервируется в общем случае такими же регуляторами или его частями. Предполагается, что имеются устройства, которые при отказе основного регулятора автоматически

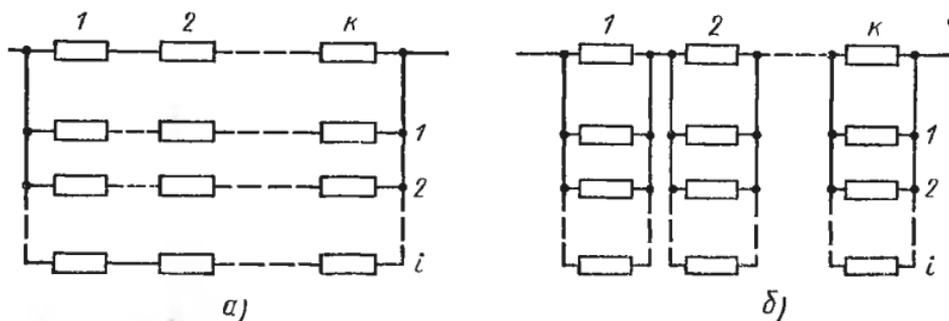


Рис. 211. Виды резервирования:

а — общее; б — раздельное

вводят в действие 1-й резервный регулятор; при отказе 1-го резервного регулятора — 2-й резервный и т. д.

Положим для простоты, что надежность всех  $k$  элементов одинакова, т. е.

$$p_1(t) = p_2(t) = \dots = p_k(t) = p(t). \quad (399)$$

Тогда согласно выражению (398) надежность исходного нерезервированного регулятора

$$P_n(t) = p^k(t), \quad (400)$$

а ее ненадежность согласно выражению (396)

$$Q_n(t) = 1 - P_n(t).$$

Ненадежность при параллельном резервировании также можно определить на основании теоремы умножения:

$$Q_{op}(t) = Q_n(t) Q_1(t) \dots Q_l(t),$$

а если все регуляторы одинаковые, то

$$Q_{op}(t) = Q_n^{l+1}(t) = [1 - P_n(t)]^{l+1}.$$

Тогда интересующая нас надежность регулятора при общем резервировании

$$P_{op}(t) = 1 - Q_{op}(t) = 1 - [1 - p^k(t)]^{l+1}. \quad (401)$$

При отдельном резервировании каждый из элементов регулятора или его части самостоятельно резервируется такими же элементами.

Учитывая, как и в предыдущем варианте, одинаковую надежность  $p(t)$  всех  $k$ , входящих в исходный регулятор элементов, будем иметь ненадежность каждого резервированного элемента

$$q_p(t) = [1 - p(t)]^{l+1},$$

что соответствует надежности

$$P_p(t) = 1 - [1 - p(t)]^{l+1}.$$

Отсюда ненадежность регулятора при отдельном резервировании

$$P_{pp}(t) = \{1 - [1 - p(t)]^{l+1}\}^k. \quad (402)$$

Нетрудно видеть из сопоставления схем, приведенных на рис. 211, а и б, что

$$P_{pp}(t) > P_{op}(t) \text{ при } k > 1.$$

Очевидно, что это достигается ценой усложнения переключающих устройств.

## 5. РАСЧЕТ НАДЕЖНОСТИ ЭЛЕМЕНТОВ ПО ОПАСНОСТЯМ ОТКАЗА ДЕТАЛЕЙ

Распространенным вариантом расчета надежности является расчет по опасностям отказа, который представляет собой одну из форм изложенного выше способа.

Опытные данные проверки надежности детали можно представлять в виде графика, приведенного не на рис. 210, а на рис. 212, где по оси ординат откладывается опасность отказа (интенсивность выхода из строя)  $\lambda_i$ , т. е. число отказов  $\Delta n_i$  за интервал времени  $\Delta t_i = t_i - t_{i+1}$ , отнесенное не к начальному числу деталей  $N_0$ , а к числу деталей, оставшихся исправными к началу рассматриваемого интервала времени. Таким образом, опасность отказа

$$\lambda_i = \frac{\Delta n_i}{(N_0 - n_i) \Delta t_i}, \quad (403)$$

где  $n_i$  — общее (накопленное) число деталей, отказавших к началу рассматриваемого интервала времени.

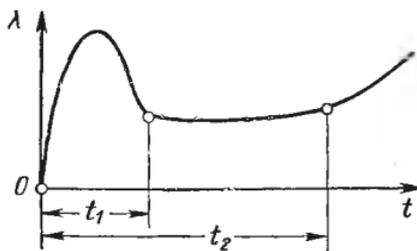


Рис. 212. Кривая опасности отказов

Поделив числитель и знаменатель этого выражения на  $N_0$ , получим

$$\lambda_i = \frac{\frac{\Delta n_i}{N_0 \Delta t_i}}{1 - \frac{n_i}{N_0}} = \frac{a_i}{1 - q_i} = \frac{a_i}{p_i}.$$

Рассматривая график  $\lambda(t)$  как непрерывную функцию времени подобно тому, как это делалось в отношении зависимости  $a_i(t)$ , перейдем от статических характеристик к непрерывным вероятностным и будем иметь

$$\lambda(t) = \frac{a(t)}{p(t)}. \quad (404)$$

Учитывая соотношение (393), приходим к дифференциальному уравнению

$$\frac{dp(t)}{p(t)} = -\lambda(t) dt,$$

решение которого при начальном условии  $\lambda = 0$  при  $t = 0$  дает выражение надежности детали

$$p(t) = e^{-\int_0^t \lambda(t) dt}, \quad (405)$$

вполне эквивалентное выражению (394).

Используя в качестве исходных данных опасности отказа деталей, получим на основании выражения (398) надежность элемента из  $m$  деталей:

$$P(t) = e^{-\sum_{j=1}^m \int_0^t \lambda_j(t) dt} = e^{-\int_0^t \Lambda(t) dt}, \quad (406)$$

где

$$\Lambda(t) = \sum_{j=1}^m \lambda_j(t) \quad (407)$$

представляет собой опасность отказа элемента, состоящего из деталей системы или узла.

В первом приближении обычно пользуются опасностями отказа деталей для участка  $t_2 - t_1$  (см. рис. 212), поскольку начальный участок снимается тренировкой детали, а общий ее срок службы выбирается всегда меньше подъема кривой за момент времени  $t_2$ . Для этого участка  $\lambda_j(t) \approx \text{const}$  и тогда надежность элемента системы или узла определится как

$$P(t) = e^{-[\sum \lambda_i(t)](t_2 - t_1)}. \quad (408)$$

Используя выражения (405)—(408), можно определить надежность элементов при отсутствии полных (катастрофических) отказов, которые характеризуют полное прекращение функционирования элемента. Вместе с тем, как было отмечено в предыдущих разделах, в процессе эксплуатации элемента возможно изменение его параметров.

Отклонения параметров элемента сверх допустимых значений относят к неполным (параметрическим, условным) отказам. Поэтому в целом надежность должна определяться как

$$P_{\Sigma} = P P_n,$$

где  $P_n$  — надежность при отсутствии неполных отказов, определяемая на основании законов распределения отклонений параметров от номинала.

## ОБЩИЕ МЕТОДЫ РАСЧЕТА И ПРИМЕНЕНИЕ МОДЕЛЕЙ

### 1. ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЬ ВЫПОЛНЕНИЯ ПРОЕКТНЫХ РАБОТ

Проектирование всякого конструктивного элемента автоматических устройств должно начинаться с подробного выяснения технических требований, предъявляемых к этому элементу. В технических требованиях должны быть указаны:

статические и динамические параметры элемента (передаточный коэффициент и постоянная времени, время срабатывания и отпускания, допустимая зона нечувствительности и т. д.);

допустимые пределы изменения указанных выше параметров; величина входных и выходных мощностей элемента и интенсивность этих воздействий (величины электрических напряжений или токов, величины скоростей или перемещений и т. д.);

виды и параметры источников вспомогательной энергии (частота и напряжение электрических источников, давление гидравлических или пневматических источников) и пределы изменения этих параметров в эксплуатации;

допустимое потребление мощности от источников вспомогательной энергии;

допустимые габаритные размеры и вес элемента;

условия эксплуатации (пределы изменения окружающей температуры, давление и влажность воздуха, воздействие ускорений и т. д.);

срок службы элемента в заданных условиях эксплуатации;

требуемая надежность элемента;

стоимость и т. д.

Одновременно с выяснением технических требований должны быть отчетливо уяснены функции, выполняемые проектируемым элементом в системе автоматики, и его взаимодействие с другими элементами. Причем это требуется как для правильного ведения проектных работ, связанных с созданием какого-либо конкретного

автоматического устройства, так и для определения места проектируемого элемента в общей системе приборов и средств автоматики. Важность последнего объясняется тем, что развитие технических средств автоматики в нашей стране неразрывно связано с созданием общегосударственной системы приборов и средств автоматики<sup>1</sup>. Устройства, создаваемые или модернизируемые на основе общей системы, позволяют объединять для совместной работы другие ранее разработанные и изготовленные стандартные элементы с различными принципами построения, что облегчает их компоновку и эксплуатацию.

Основным требованием, предъявляемым к элементам с точки зрения общей системы приборов и средств автоматики, является требование стандартности параметров элементов, которые определяют его внешние связи с другими элементами. Различают три вида внешней связи: информационные (входные и выходные сигналы), энергетические — связи с источниками питания, и вещественные (конструктивные) — связи с общей конструкцией, с выходом предыдущего и входом последующего устройств и источниками питания.

Поэтому к параметрам, которые должны быть стандартными, относятся: входные и выходные сигналы, параметры гидравлических, пневматических и электрических источников, а также основные монтажные и установочные размеры.

Выполнение элементов со стандартными параметрами способствует значительному увеличению их производства и, следовательно, уменьшению стоимости их изготовления.

Получение указанных выше сведений позволяет проектировщику перейти к собственно проектированию. Проектирование обычно ведется в следующей последовательности:

1. Выбирают принцип построения данного конструктивного элемента и составляют его принципиальную механическую или электрическую схему. Обычно намечают несколько вариантов, которые сопоставляют на основании конкретных условий и задач данного случая. Если какой-либо из намеченных вариантов не обладает неоспоримыми преимуществами перед другими, то часто останавливаются на двух или трех наиболее перспективных вариантах, которые разрабатывают в дальнейшем параллельно до той стадии, на которой достоинства и недостатки станут более очевидными. На этой начальной стадии необходимо отчетливо представлять себе происходящие физические процессы и располагать сведениями о надежности деталей.

2. Рассчитывают основные параметры элемента, очень часто сочетая расчет с экспериментальной проверкой на макетах отдельных узлов элемента, выполненных по предварительным эскизам.

<sup>1</sup> Карибский В. В., Сотсков Б. С. Общая государственная система приборов и средств автоматизации. ЭИКА, вып. 7. М., «Энергия», 1967.

При расчетах следует учитывать механические воздействия и приемы, заимствованные из литературы. Любое расчетное выражение или графический прием основаны на тех или иных допущениях, суть которых предварительно должна быть уяснена. Если при выводе расчетной формулы автором делаются допущения в чисто математической форме (например, отбрасывание некоторых членов ряда разложения какой-либо функции,) то нужно представить себе физическую суть такой операции.

Сравнительно небольшие размеры и относительно невысокая стоимость элементов автоматики позволяют экспериментально проверить отдельные этапы расчета. Однако такая проверка не должна подменять расчета хотя бы уже потому, что чисто экспериментальная разработка всегда в конечном счете требует большей затраты времени и средств.

Быстроразвивающаяся техника автоматических вычислительных машин и моделей и их широкое применение заставят, по-видимому, произвести переоценку распространенных в настоящее время методов расчета. Эти методы рассчитаны на оснащение конструктора счетной линейной или, в лучшем случае, простейшей арифметической машиной и потому основываются на довольно значительных допущениях.

Применение современных вычислительных машин позволит учесть значительно большее число факторов и воспользоваться уточненными математическими соотношениями, использование которых ранее было практически недоступно.

Однако вначале следует проводить расчет именно упрощенными методами, которые хотя и дают только результаты первого приближения, но зато легче поддаются контролю и часто позволяют установить общие закономерности. Лишь после оценки результатов первого приближения должны выбираться нужное направление расчета и степень его уточнения.

3. Рассчитывают отклонения параметров элемента и его надежность. В случае отсутствия необходимых исходных данных о надежности входящих в элемент деталей должен быть поставлен соответствующий эксперимент (см. гл. XV).

4. Разрабатывают конструкцию элемента, включая общий вид, сборки узлов и чертежи деталей. При этом нужно представлять себе его расположение относительно других элементов, чтобы обеспечить рациональное крепление, доступность (если она необходима), наиболее правильное рабочее положение (отвод тепла, направление наиболее сильных и вероятных ускорений) и т. д.

При конструктивной разработке постоянное внимание должно уделяться технологичности конструкции, т. е. простоте и стоимости изготовления.

5. Проверяют экспериментально опытные образцы элемента.

Эта проверка должна включать проведение испытаний на повышенные и пониженные температуры, на пониженные давления,

на влажность, на воздействие ускорений и т. д. Весьма желательной, а иногда и необходимой является проверка и на срок службы.

В процессе экспериментальной проверки обычно выявляются те или иные слабые места элемента, требующие внесения соответствующих изменений в конструкцию. Лишь после удовлетворительных результатов проверки опытных образцов спроектированная конструкция может быть сдана в производство. Далее нужно иметь в виду, что технологические методы изготовления даже малой серии всегда существенно отличаются от условий изготовления небольшого числа опытных образцов. Поэтому столь же подробной экспериментальной проверке должны подвергаться и первые образцы серии.

Далее приводятся некоторые материалы и соображения, которые помогут ориентироваться начинающему проектировщику.

## 2. ОБЩЕЕ В РАСЧЕТЕ РАЗЛИЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Одной из важнейших задач в области технических средств автоматики является задача по обобщению методов расчета различных по своим физическим свойствам элементов и созданию унифицированных методов.

Решение данной задачи не только обогатит инженерную практику и облегчит расчет вновь появляющихся элементов на базе достижений физики и технологии, но имеет также большую научно-методическую ценность. Это связано с созданием общей теории элементов автоматики и окончательным формированием науки о технических средствах автоматики как самостоятельной отрасли науки и техники.

В настоящее время при расчете элементов, даже если рассматривать только электрические элементы, в основном рекомендуются специфические методы, разработанные применительно только к данному типу элементов. Во многих случаях эта специфика не является оправданной, но унифицированный подход к решению затруднен из-за больших различий в терминологии и обозначениях, отличий в постановке задачи и т. п.

В других случаях коренным образом отличается сама методика расчета, но тогда эта методика, по крайней мере в своей основной части, обычно может быть перенесена и на другие, внешне весьма отличные элементы автоматики. Последнее определяется различиями в конструктивных схемах элементов и применяемых в них управляющих устройств. Поэтому подобно ранее рассмотренной систематизации элементов по виду конструктивных схем (п. 2, гл. I) необходима систематизация элементов по виду применяемых управляющих устройств. При этом целесообразно в качестве классификационного признака для управляющих устройств принять вид их статических характеристик и разделить управляющие устройства на следующие группы;

1) управляющие устройства непрерывного действия с непрерывной статической характеристикой, у которых отсутствует обратное влияние изменения выходных параметров на входные или им можно пренебречь, т. е. устройства, характеризующиеся только выходной характеристикой:

$$z_{вых} = f(y_{вх}, x_{вых}), \quad (409)$$

где  $z_{вых}$ ,  $x_{вых}$  — выходные координаты (например, анодный ток и анодное напряжение электронной лампы);  
 $y_{вх}$  — входная координата (например, сеточное напряжение лампы);

2) управляющие устройства непрерывного действия, у которых величины входных параметров зависят от величин выходных параметров, т. е. характеризующиеся двумя семействами характеристик: выходной

$$z_{вых} = f(y_{вх}; x_{вых}) \quad (410)$$

и входной

$$y_{вх} = f(x_{вх}, x_{вых}), \quad (411)$$

где  $y_{вх}$ ,  $x_{вх}$  — входные координаты (например, ток базы и напряжение база—эмиттер транзистора);

3) управляющие устройства прерывистого действия (с релейной статической характеристикой), у которых параметры переключения (срабатывания, отпускания) являются постоянными:

$$y_n = \text{const}; \quad x_n = \text{const},$$

где  $y_n$ ,  $x_n$  — входные координаты переключения (например, ток и напряжение срабатывания электромагнитного реле);

4) управляющие устройства прерывистого действия, у которых величины параметров переключения зависят от величин параметров выходной цепи:

$$y_n = f(x_{вых}) \quad \text{или} \quad x_n = f(x_{вых}),$$

например, к такому типу управляющих устройств можно отнести тиратрон, для которого координата  $x_n$  соответствует сеточному напряжению зажигания, а  $x_{вых}$  — анодному напряжению.

После сравнительного анализа рассмотренных в учебнике графо-аналитического и аналитического методов расчета для элементов с различными конструктивными схемами и типами управляющих устройств нетрудно прийти к следующим положениям.

При графо-аналитическом методе расчета элементов нужно располагать характеристиками управляющих устройств [см. выражение (409)—(411)], заданными в виде графиков или таблиц.

Применение графо-аналитических методов наиболее целесообразно при больших диапазонах изменения входных и выходных сигналов и при расчетах простейших схем неререверсивных элементов с управляющими устройствами первого вида (например, при расчете реверсивных элементов в режиме, близком к режиму холостого хода). В этом случае характеристика элемента определяется по точкам пересечения кривых  $z_{облх} = f(y_{ох}, x_{облх})$  с нагрузочной характеристикой (см., например, построения на рис. 19, 105, 143 и др.) или характеристикой другого управляющего устройства (см., например, рис. 17). При расчете более сложных схем и элементов с управляющими устройствами второго вида, а также при анализе работы элемента графо-аналитические методы оказываются довольно трудоемкими, а в ряде случаев вообще неприемлемыми.

Аналитические методы позволяют достаточно просто проводить анализ работы элементов и тем самым облегчают задачу определения оптимальных в том или ином отношении режимов, а также упрощают вычисление изменений параметров элемента (см. п. 2, гл. XV). Аналитические методы применимы для расчета как неререверсивных, так и реверсивных элементов и с точки зрения схемных решений они более универсальны, чем графо-аналитические методы. Но их применение основано на использовании аппроксимирующих выражений [см. например, выражения (66), (71), (185), (255), (264) и др.].

При этом из-за приближенного характера аппроксимации (см., например, п. 9, гл. IX) точность аналитических расчетов будет ниже графических. Поэтому использование аналитических методов наиболее эффективно при небольших диапазонах изменения сигналов, так как в этом случае для расчета можно воспользоваться достаточно простыми аппроксимирующими выражениями с небольшим числом параметров (они могут быть паспортными), характеризующих управляющее устройство. Например, при использовании широко распространенного аналитического метода — метода спрямленных характеристик (см. п. 10, гл. VIII, п. 8, гл. IX и др.) выходная и входная характеристики (410) и (411) управляющих устройств второго вида могут быть в общем виде представлены с помощью выражений

$$\left. \begin{aligned} z_{облх} &= z_0 + k_{облх} y_{ох} + q_{облх} x_{облх}; \\ y_{ох} &= y_0 + k_{ох} x_{облх} + q_{ох} x_{ох}. \end{aligned} \right\} \quad (412)$$

В этом случае управляющее устройство характеризуется шестью параметрами:

$$z_0, k_{облх}, q_{облх}, y_0, k_{ох}, q_{ох}, \quad (413)$$

где  $k_{облх}$  и  $k_{ох}$  — выходной и входной дифференциальные коэффициенты усиления;

$q_{облх}$  и  $q_{ох}$  — дифференциальные сопротивления или проводимости, если рассматриваются электрические устройства.

Система параметров (413) представляется наиболее удобной, так как эти параметры наглядно связаны с видом характеристик управляющих устройств, имеют физический смысл и наиболее важны для практики, а также являются общими для управляющих устройств первых двух групп. Поэтому на основании выражений (412) и характеристики выходной цепи элемента можно составить обобщенные формулы для расчета статических характеристик элементов с управляющими устройствами первого и второго вида. Применение данных формул для конкретных элементов будет определяться значениями параметров управляющего устройства [см. выражение (413)] и параметров выходной цепи (сопротивлением нагрузки, напряжением источника питания и т. п.). Так, если для неререверсивных элементов характеристику выходной цепи можно представить в виде выражения

$$U = k_1 x_{\text{ввх}} + k_2 z_{\text{ввх}}, \quad (414)$$

где  $U$  — параметр источника вспомогательной энергии (например, напряжение источника);  $k_1$  и  $k_2$  — коэффициенты, значения которых определяются физической природой переменных ( $x_{\text{ввх}}$  и  $z_{\text{ввх}}$ ), то после совместного решения уравнений (412) и (414) обобщенная формула получается в следующем виде:

$$z_{\text{ввх}} = A + K_9 x_{\text{вх}}, \quad (415)$$

где  $A$  — постоянная составляющая, определяемая выражением

$$A = \frac{(z_0 + k_{\text{ввх}} y_0) k_1 + (k_{\text{вх}} k_{\text{ввх}} + q_{\text{ввх}}) U}{k_1 + (k_{\text{вх}} k_{\text{ввх}} + q_{\text{ввх}}) k_2}, \quad (416)$$

$K_9$  — передаточный коэффициент элемента, определяемый из выражения

$$K_9 = \frac{q_{\text{вх}} k_{\text{ввх}} k_1}{k_1 + (k_{\text{вх}} k_{\text{ввх}} + q_{\text{ввх}}) k_2}. \quad (417)$$

Нетрудно заметить, что формула (414) относится к элементам, имеющим конструктивную схему, приведенную на рис. 3, б, с управляющими устройствами модуляторного типа, если их расчет аналогичен расчету электрических элементов на постоянном токе (см. п. 8, гл. IX).

Для некоторых элементов часть из параметров в выражениях (416) и (417) может не учитываться и, следовательно, данные выражения могут принимать более простой вид. Например, для электронного усилителя (см. рис. 132), если переменные в уравнениях (412) и (414) соответствуют  $z_{\text{ввх}} \rightarrow U_a$ ;  $x_{\text{ввх}} \rightarrow I_a$ , то часть параметров будет определяться так:

$$z_0 = U_{a_0}, \quad k_{\text{ввх}} = \mu, \quad q_{\text{ввх}} = R_i,$$

$$U = E_a, \quad k_1 = R_H, \quad k_2 = 1,$$

а параметры  $y_0$ ,  $k_{ax}$  и  $q_{bx}$  будут отсутствовать, так как лампа относится к управляющим устройствам первой группы. Поэтому из выражений (415) и (417) получаем ранее полученные соотношения (см. п. 8, гл. IX):

$$U_a = A + K_3 U_g;$$

$$A = \frac{U_{a_0} R_H + E_a R_i}{R_H + R_i}; \quad K_3 = \frac{\mu R_H}{R_H + R_i}.$$

Несмотря на то что аппроксимирующие выражения (412) применимы для достаточно большой группы управляющих устройств, в ряде случаев они являются довольно неточными или совсем неприемлемыми. Поэтому в общем случае, во-первых, необходимо использовать более сложные аппроксимирующие выражения. Например, для ряда управляющих устройств (терморезистор, фоторезистор и др.) необходимо учитывать изменение наклона аппроксимирующих прямых, поэтому при составлении обобщенной формулы, справедливой для большей группы элементов, выходную характеристику устройства следует записывать в виде

$$z_{\text{вых}} = z_0 + k_{\text{вых}} y_{\text{вх}} + q_{\text{вых}} (1 \pm k_H y_{\text{вх}}) x_{\text{вых}}, \quad (418)$$

где  $k_H$  — коэффициент, учитывающий изменение наклона аппроксимирующих прямых.

Тогда, применяя обобщенную формулу, полученную на основе выражения (418), к элементам с управляющими устройствами, для которых допустима аппроксимация вида (412), коэффициент  $k_H$  приравнивается нулю и, наоборот, для элементов с характеристиками управляющих устройств типа терморезистора расчет может осуществляться при  $z_0 = 0$  и  $k_{\text{вых}} = 0$ .

Во-вторых, для некоторых элементов (например, магнитный усилитель с активной нагрузкой) необходимо уточнить уравнение (414) выходной цепи. Поэтому при составлении обобщенной формулы нужно воспользоваться выражением типа

$$U^n = k_{\text{вых}}^n x_{\text{вых}}^n + q_{\text{вых}}^n z_{\text{вых}}^n,$$

используя которое, можно получить обобщенную формулу как для элементов, работающих на постоянном токе (в этом случае  $n = 1$ ), так и для элементов, работающих на переменном токе.

Рассмотренный способ получения обобщенных формул для характеристик нереверсивных элементов можно распространить и на другие виды конструктивных схем (элементы с обратной связью, реверсивные элементы), увеличивая соответственно число исходных уравнений (см. п. 8, гл. IX). Однако простые расчетные соотношения будут иметь место, если сопротивления управляющих устройств и нагрузки только индуктивные, только активные или только емкостные [см. выражения (202) и (268) ], а также для частных упрощенных случаев, например для идеализированного маг-

нитного усилителя [см. выражения (204)]. В общем случае получается достаточно сложная система уравнений типа (237) и (238), требующая числового решения, и поэтому здесь целесообразно и с точки зрения повышения точности расчета рекомендовать использование методов расчета, основанных на применении вычислительной техники.

Расчет статических характеристик также может быть обобщен и для элементов с управляющими устройствами третьей и четвертой групп. Так, при расчете элементов с управляющими устройствами третьей группы могут быть рекомендованы методы, используемые для релейных усилителей (п. 7, гл. VII), а для расчета элементов с управляющими устройствами четвертой группы — методы, рассмотренные применительно к тиратронным или тиристорным преобразователям (см. п. 11, 18, гл. IX).

Следует отметить, что общность методов решения задач, связанных с проектированием элементов, относится не только к расчету статических характеристик, но и к определению таких важных показателей, как мощность, быстродействие, габариты и др. Конструктору необходимо знать связи между ними, чтобы оценивать, как с изменением конструктивных размеров элемента будут изменяться его параметры. Для этого используется общая теория подобия.

Хотя для различных элементов в ряде случаев характерны совершенно различные закономерности; например, для магнитных усилителей с повышением частоты напряжения питания наблюдается уменьшение габаритных размеров и веса, для электромагнитов же переменного тока зависимость обратная. Однако, как и в случае расчета статических характеристик, элементы можно разбить на группы с одинаковыми свойствами. Например, соотношение

$$T \equiv \frac{K_p}{f}, \quad (419)$$

показывающее прямую пропорциональность коэффициенту усиления по мощности  $K_p$  и обратную пропорциональность частоте  $f$  постоянной времени  $T$ , справедливо не только для магнитного усилителя, но и для электромашинных усилителей, синхронных генераторов и других элементов. К тому же, если величину  $f$  в соотношении (419) рассматривать как частоту коммутации, то данное соотношение справедливо и для электромагнитных релейных элементов, так как в исследованиях А. А. Красовского указывается, что время срабатывания реле пропорционально  $K_p$ .

Другим общим соотношением для некоторых элементов является

$$P_{\max} \equiv V, \quad (420)$$

где  $P_{\max}$  — максимальная выходная мощность;  
 $V$  — объем устройства.

Соотношения (419) и (420) позволяют не только сравнивать различные элементы между собой, но и сделать априорные заключения в отношении еще недостаточно исследованных видов элементов, а также дают возможность использовать общие пути получения быстродействующих и малогабаритных элементов. Так, из соотношения (419) нетрудно прийти к часто рекомендуемому способу уменьшения постоянной времени путем замены одного элемента двумя каскадно включенными элементами.

Действительно, пусть требуется спроектировать элемент с коэффициентом по мощности  $K_{po}$ , причем при однокаскадной схеме он может быть замещен апериодическим звеном. Тогда передаточная функция однокаскадного элемента будет

$$W_o(p) = \frac{K_{po}}{T_o p + 1}, \quad (421)$$

где  $T_o \equiv \frac{K_{po}}{f}$  — постоянная времени однокаскадного элемента.

Если этот элемент выполнить двухкаскадным, то при одинаковом усилении по мощности каждого каскада их постоянные времени будут

$$T_{\partial} \equiv \frac{K_{p\partial}}{f} = \frac{\sqrt{K_{po}}}{f}, \quad (422)$$

где  $K_{p\partial}$  — коэффициент усиления по мощности каждого каскада, так как из условия сохранения коэффициента усиления по мощности должно выполняться равенство

$$K_{p\partial}^2 = K_{po}.$$

Передаточная функция двухкаскадного элемента в соответствии с выражением (16) имеет вид

$$W_{\partial}(p) = \frac{K}{T_{\partial}^2 p^2 + 2T_{\partial} p + 1}.$$

Если  $T_{\partial}^2 \omega^2 \ll 0,1$ , то можно пренебречь по малости членом знаменателя  $T_{\partial}^2 p^2$  и передаточную функцию представить приближенно в виде

$$W(p) \approx \frac{K}{T_{\partial} p + 1},$$

$$T_s = 2T_{\partial}.$$

Отсюда и из соотношений (421) и (422) легко получить условие

$$2\sqrt{K_{po}} < K_{po},$$

при котором постоянная времени двухкаскадного элемента  $T_s$  будет меньше постоянной времени однокаскадного элемента  $T_o$ .

Полезно заметить, что выполнение элемента в виде двухкаскадно включенных элементов будет сопровождаться некоторым увеличением габаритных размеров и веса конструкции. Лишь в тех случаях, когда двухкаскадное соединение выливается в специальную конструкцию, в которой оба каскада оказываются органически связанными конструктивно, например, в электромашинных усилителях, увеличение размеров может и не происходить.

Очень важно для обеспечения рациональной конструкции элемента правильно выбрать его мощность. Недостаточная мощность элемента может привести к нарушению его нормальной работы (например, переход в область насыщения статической характеристики) либо даже к выходу его из строя. Повышение мощности по сравнению с действительно требуемой означает неоправданное увеличение габаритных размеров и веса, а также часто сопровождается снижением к. п. д.

Для уменьшения размеров конструктивных элементов автоматики нужно стремиться к тому, чтобы все применяемые в них детали работали с максимальными нагрузками, т. е. чтобы материалы этих деталей работали с максимально допустимыми в заданных условиях эксплуатации напряжениями — механическими и электрическими или, в более широком смысле, также магнитными и тепловыми. Но при этом следует всегда учитывать изменение надежности элементов, так как стремление уменьшить их размеры всегда находится в известном противоречии со стремлением повысить их надежность.

### **3. ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ЦИФРОВЫХ И АНАЛОГОВЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ МАШИН**

Как уже отмечалось, для расчета отдельных элементов и повышения его точности следует использовать вычислительную технику. При этом возможно применение как цифровых, так и аналоговых вычислительных машин.

Достоинство применения цифровых машин заключается в том, что они позволяют (без учета времени на подготовку задачи) очень быстро решать систему уравнений высокого порядка — менее чем за 1 мин. К тому же с появлением машин с высокой степенью автоматизации (например, типа «НАИРИ») значительно сокращается время на подготовку задачи. Это объясняется тем, что данные машины могут работать в режиме автоматического программирования, при котором алгоритм задачи записывается на языке, близком к общепринятому математическому языку, а программа в машинных кодах составляется самой машиной без участия человека<sup>1</sup>. Поэтому при использовании данных машин не требуется специальной подготовки по основам программирования. Вместе

<sup>1</sup> Феоктистов В. П. Решение инженерных задач на универсальной вычислительной машине «НАИРИ». МПС СССР, МИИТ, 1967, стр. 40.

с тем применение цифровых машин доступно не всем организациям, так как достаточно дорого. Поэтому в некоторых случаях целесообразно идти по пути создания более простых моделей, позволяющих решать задачи анализа и расчета элементов автоматики.

При этом более рациональным является создание универсальных моделей, позволяющих рассчитывать элементы с различными видами управляющих устройств и разнообразными типами конструктивных схем, так как специализированные модели, как правило, гораздо сложнее оригиналов. Целесообразность создания универсальных моделей для элементов также подтверждается широким применением универсальных модулирующих установок при исследовании различных систем автоматического управления.

Рассмотрим один из способов построения универсальных моделей элементов. Как известно, для расчета статической характеристики независимо от выбранного метода расчета составляется и решается система уравнений, определяющих характеристики управляющих устройств, нагрузки, входной и выходной цепи. Так, для неперверсивного элемента (рис. 3, б) с управляющим устройством первой группы исходными уравнениями будут:

уравнение управляющего устройства

$$p_1(z, x_1, y) = 0;$$

уравнение нагрузки

$$p_2(x_2, z) = 0;$$

уравнение выходной цепи

$$p_3 = (x_1, U, x_2) = 0,$$

где  $y$  — входной параметр;  
 $U$  — параметр источника;  
 $z, x_1, x_2$  — параметры выходной цепи.

Исходя из последовательности решения данной системы уравнений для определения характеристики  $z = f(y)$ , схема замещения должна состоять из двух функциональных преобразователей (ФП), моделирующих функций одной переменной  $x_2 = f(z)$  и  $x_1 = f(x_2, U)$  и одного ФП функции двух переменных  $z = f(x_1, y)$  (рис. 213, а). Если возможна замена функций  $x_2 = f(z)$  и  $x_1 = f(x_2, U)$  одной функцией  $x_1 = f(z, U)$  (так называемой нагрузочной характеристикой), то можно перейти к схеме замещения, состоящей из двух ФП (рис. 213, б). Таким образом, схема замещения неперверсивных элементов с управляющими устройствами первой группы будет представлять собой ФП функции двух переменных, воспроизводящей характеристику управляющего устройства, на один вход которого подается входной сигнал  $y$ , а на другой — сигнал обратной связи  $x_1$ , в цепь которой включен ФП, моделирующий нагрузочную характеристику. Если рассмотрим данную схему применительно к магнитному усили-

телю с активной нагрузкой, то ФП двух переменных должен воспроизводить вольт-амперные характеристики дросселя  $[I_n = f(U_{\partial p}, I_y)]$ , а преобразователь в цепи связи — функцию вида

$$U_{\partial p} = \sqrt{U_n^2 - I_n^2 R_n^2},$$

графиком которой является эллипс.

Рассмотренный способ определения статических характеристик можно распространять и для расчета других схем с различным типом управляющих устройств при соответствующем увеличении требуемых функциональных преобразователей. Например, при

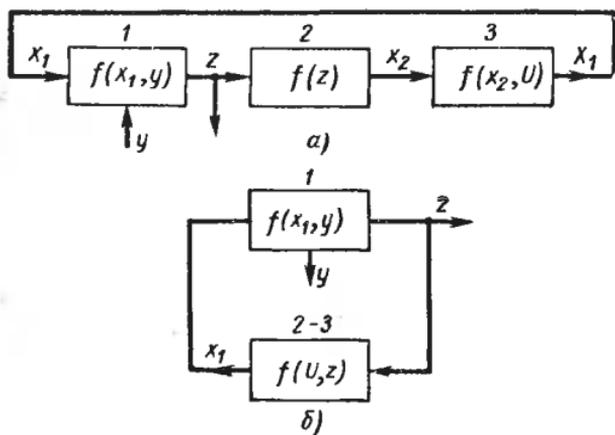


Рис. 213. Схемы замещения:

а — с одним ФП двухпеременных; б — с двумя ФП двухпеременных

расчете неперверсивных элементов с обратной связью и управляющим устройством первой группы модель состоит из ФП функций двух переменных с обратной связью по каждому из входов. При этом в одной цепи ОС используется ФП, моделирующий нагрузочную характеристику, а в другой цепи — преобразователь, моделирующий характеристику обратной связи элемента. Если в качестве последнего преобразователя использовать ФП функции двух переменных для воспроизведения входной характеристики управляющего устройства [см. выражение (410)], то данную модель можно применять для определения характеристик с управляющими устройствами второй группы.

Таким образом, определение характеристик в рассмотренном случае основано на воспроизведении функций одной и двух переменных. Поэтому при наличии универсальных функциональных преобразователей (УФП) не требуется создания специальных моделей. При этом применение УФП позволяет сравнительно просто проводить анализ работы элемента при больших диапазонах изменения сигналов и, следовательно, выбирать отдельные параметры (например, напряжение источников питания, сопротивление на-

грузки, величины сигналов смещения и др.), исходя из требуемой статической характеристики.

Следует отметить, что в настоящее время различные лаборатории широко оснащаются УФП одной и двух переменных, так как они применяются и для решения многих других задач, причем УФП двух переменных в своей структуре, как правило, имеют несколько преобразователей одной переменной и фактически для некоторого класса элементов являются моделями.

#### 4. НАПРАВЛЕНИЕ РАЗВИТИЯ ЭЛЕМЕНТОВ АВТОМАТИКИ

Все больше исследуются физические явления с целью построения на их основе элементов автоматики. Интенсивно ведутся, в частности, работы по разработке элементов, основанных на использовании эффекта Холла и гальваномагнитного эффекта (изменение активного сопротивления с интенсивностью магнитного поля); на применении специальных жидкостей, потоками которых можно управлять с помощью магнитных или электрических полей; на использовании полимерных материалов, явлений люминесценции, явлений сверхпроводимости при низких температурах, электрохимических явлений (хемотронные преобразователи), на основе квантовых явлений в атомах и молекулах, на основе параметрического резонанса, на субгармониках в нелинейных контурах и др.

Помимо применения новых принципов построения, большие успехи достигнуты в разработке маломощных элементов весьма малых габаритов — микроэлементов. Хотя эти элементы в основном разрабатываются для вычислительных машин, они могут (в составе управляющих машин) заменять и обычные элементы, если выполняемые последними операции могут происходить на низком уровне мощности (задающие, вычислительные и корректирующие элементы). В магнитных элементах этого типа в качестве сердечников используются весьма тонкие магнитные пленки, в диэлектрических — весьма малые объемы ферроэлектриков и т. п.

Другим важным направлением, особенно для элементов летательных аппаратов, является предельное сокращение габаритных размеров и весов усилительных и исполнительных элементов при обеспечении необходимой стабильности и надежности и минимального потребления вспомогательной энергии. Это направление тесно связано с дальнейшей разработкой расчетных методов и с анализом эксплуатационных данных. Такая задача может быть решена только по мере уяснения общих методов оценки и расчета народнохозяйственных конструктивных элементов.

Наконец, важнейшей перспективой в развитии элементов автоматики является создание новых конструкций уже не на базе отдельных физических явлений, а с использованием комплексов явлений.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Балашов М. А., Елагин Е. Б., Конев Ю. И. и др. Электронные и полупроводниковые устройства систем автоматического управления. М., «Машиностроение», 1966, 440 стр.
2. Доброгурский С. О., Казаков В. П., Титов В. К. Счетно-решающие устройства. М., Оборонгиз, 1966, 492 стр.
3. Залманзон Л. А. Пневмоника, струйная пневмоавтоматика. «Наука», 1965, 64 стр.
4. Колосов С. П. Элементы авиационных автоматических устройств. М., Оборонгиз, 1963, 460 стр.
5. Конев Ю. И. Транзисторные импульсные устройства управления электродвигателями и электромагнитными механизмами. М.—Л., «Энергия», 1964, 120 стр.
6. Кононов Б. Н. Симметричные триггеры на плоскостных полупроводниковых триодах. М., «Энергия», 1960, 160 стр.
7. Миловзоров В. П. Электромагнитная техника. М., «Высшая школа», 1966, 470 стр.
8. Розенблат М. Л. Магнитные элементы автоматики, вычислительной техники. М., «Наука», 1966, 716 стр.
9. Сотсков Б. С. Основы расчета и проектирования электромеханических элементов автоматических и телемеханических устройств. М., «Энергия», 1965, 576 стр.
10. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М., «Энергия», 1967, 616 стр.
11. Техническая кибернетика. Под ред. д-ра техн. наук В. В. Солодовникова. М., «Машиностроение», 1967, кн. 1 — 768 стр. кн. 2 — 760 стр.
12. Тищенко Н. М. Бесконтактные магнитные реле. М., Госэнергоиздат, 1961, 127 стр.
13. Удалов Н. П. Полупроводниковые датчики. М., «Энергия», 1966, 240 стр.

- Автоколебания 80, 169, 293  
 Акселерометр 81  
 Активные элементы 11  
 Амплитудная характеристика 43  
 Амплитудно-фазовая характеристика 43  
 Аперриодическое звено 45  
 Астатический серводвигатель 59, 69, 157  
 Безъякорные реле 155  
 Быстродействие и габариты 373, 381  
 Быстродействие электронных усилителей 239  
 Быстродействующие магнитные усилители 204, 207, 208  
 Величина отпускания 26  
 Величина срабатывания 26  
 Вибропреобразователи 170  
 Внутренняя обратная связь 202, 263  
 Воспринимающий элемент 13, 25, 80  
 Время запаздывания 52  
 Время отпускания 52  
 Время срабатывания 52  
 Входная величина 21  
 Выходная величина 21  
 Генераторные элементы 11  
 Гибкая обратная связь 17  
 Гидроусилители мембранные 64  
 Гидроусилители поршневые 59, 65, 69, 73, 75, 77  
 Гироскоп 81  
 Датчики 25  
 Датчик влажности 327  
 Двухтактные элементы — см. реверсивные элементы  
 Двухканальный принцип 120  
 Декатроны 345  
 Дугообразование 102, 104  
 Дифференциальная схема 16, 18, 88, 89, 106, 115, 116, 144, 209, 305  
 Дифференцирующее звено 50  
 Диэлектрические усилители 218  
 Единичное воздействие 41  
 Емкостные датчики 113  
 Жесткая обратная связь 17, 57, 62  
 Задающий элемент 13  
 Запаздывающее звено 52  
 Звено 44  
 Золотниковые гидроусилители 59, 69, 73  
 Зона нечувствительности 26, 61, 79, 145, 160  
 Изменение параметров 361, 363  
 Измерительный элемент 13  
 Изодром 17, 80  
 Индуктивные датчики 113, 116  
 Индукционные системы 155  
 Интегрирующее звено 49  
 Ионизационная камера 316  
 Искрообразование 102, 103  
 Исполнительный элемент 13  
 Катодный повторитель 232  
 Колебательное звено 47  
 Компенсационный принцип 18, 112  
 Контакты разрывные 99  
 Корректирующие устройства 13, 318  
 Корректирующие цепи активные 324  
 Корректирующие цепи переменного тока 325  
 Коэффициент возврата 26  
 Кристаллические усилители — см. полупроводниковые усилители  
 Криотрон 341  
 Коэффициент стабилизации 354  
 Линеаризация статической характеристики 23  
 Линеаризованные усилители 162, 165, 167, 291  
 Магнитные усилители 173, 180, 181, 185, 188, 193, 195, 208, 210, 216  
 Магнитоупругие датчики 116  
 Магнитоэлектрические системы 155  
 Метод эллипса 94, 182, 222, 310  
 Метод энергетического баланса 125  
 Механическая характеристика 35  
 Мостовая схема 18, 88, 89, 106, 209, 232, 358  
 Муфты управляемые 58  
 Надежность 365, 367, 369  
 Направленное (детектирующее) свойство 45  
 Нелинейные звенья 51  
 Нереверсивные элементы 15  
 Общие моменты в расчете 375  
 Обратная связь 53, 62, 73, 167, 195, 231, 258  
 Обратные преобразователи 297, 305  
 Однотактные элементы — см. нереверсивные элементы  
 Опасность отказа 369  
 Оптроны 309  
 Пассивные элементы 11  
 Перегрев 90, 92, 109, 217  
 Передаточная функция 41  
 Передаточный коэффициент 22  
 Переходная функция 41  
 Переходное сопротивление контакта 101  
 Пневматические усилители 59, 79  
 Полоса пропускания 44  
 Полупроводниковые термосопротивления 89, 90, 93, 96

- Полупроводниковые — см. полупроводниковые  
258, 263, 266, 273, 275, 276, 279, 291  
резисторы
- Поляризованные реле 144, 147
- Постоянная времени 46
- Потенциометры 104, 107
- Преобразующий элемент 13
- Провал контакта 102
- Пропорциональное звено 48
- Прямые преобразователи 348
- Пьезодатчики 121
- Размеры магнитного усилителя 216
- Радиоактивные преобразователи 298
- Распределители релейные 345
- Распределители электромеханические  
342, 343
- Распределители электронные 344
- Рассогласование 9
- Реверсивные элементы 15, 18
- Резонансные схемы 114, 235, 326
- Резервирование 239
- Режим переключения 25
- Релейное звено 51
- Релейный эффект 37, 38, 56, 200, 201,  
232, 279, 309
- Сельсины 118
- Сильфон 82
- Симметрия триодов 261
- Систематизация элементов 10
- Система g-параметров 267
- Система g-параметров 267
- Система h-параметров 268
- Смещение 17
- Сравнивающий элемент 13
- Соединение звеньев 53
- Сопло-заслонка 64, 75
- Стабилизаторы 354
- Стабилитрон 357
- Стабилизирующий трансформатор 173
- Стабильность нуля 88, 115, 231
- Статическая характеристика 21, 22, 35,  
61, 105, 114, 174, 181, 188, 197,  
240, 263
- Статический серводвигатель 62, 73
- Струйные гидроусилители 65, 77
- Суммирование сигналов 330
- Схема с общей базой 256
- Схема с общим эмиттером 258
- Схемы ускорения срабатывания реле  
138
- Тахогенераторы 122
- Тахометр центробежный 80
- Тензорезисторы 111
- Термисторы — см. полупроводниковые  
резисторы
- Термобиметалл 83
- Термосопротивления — см. термо-  
резисторы
- Технические требования 372
- Технологичность 374
- Тиратронные усилители 249, 252
- Транзисторы — см. полупроводнико-  
вые усилители
- Трансфлюксоры 339
- Трансформаторные магнитные усили-  
тели 209
- Трансформаторы 172
- Триггеры 279
- Трохотроны 344
- Тяговая характеристика 35, 125
- Угловые реостаты 110
- Управляемые диоды 275, 276
- Усилители 24, 59, 162, 173, 208, 218,  
224, 228
- Усилители электрические (системати-  
зация) 228
- Фазовая характеристика 43
- Фазочувствительные элементы 228, 235,  
246 255, 261, 273, 326
- Феррорезонансные стабилизаторы 358
- Ферроэлектрики 339
- Формула Максвелла 130
- Форсирующие элементы 327
- Фотодиоды 302
- Фототранзисторы 303
- Фотосопротивления — см. фоторези-  
сторы
- Фотоэлементы 298
- Функциональные задачи элементов 13
- Частотные характеристики 40, 44
- Чувствительность датчиков 25
- Электродинамители 157
- Электродинамические системы 155
- Электролитические (жидкостные) рео-  
статы 110
- Электролюминесцентные transforma-  
тели 305
- Электромагнитные реле 125
- Электромагниты 124
- Электромашинные усилители 224
- Электронные усилители 228, 230, 235,  
239, 240, 242, 246
- Элементы автоматики 6, 10, 376, 385
- Элементы с прямоугольной петлей  
гистерезиса 339, 340, 346, 347

С. П. КОЛОСОВ, И. В. КАЛМЫКОВ  
и В. И. НЕФЕДОВА

# ЭЛЕМЕНТЫ АВТОМАТИКИ

Издание 3-е, переработанное  
и дополненное

*Допущено Министерством высшего и  
среднего специального образования СССР  
в качестве учебника для студентов  
высших учебных заведений*



ИЗДАТЕЛЬСТВО  
«МАШИНОСТРОЕНИЕ»

Москва • 1970

**Элементы автоматики.** Колосов С. П., Калмыков И. В. и Нефедова В. И. М., «Машиностроение», 1970, 632 стр.

В учебнике даются основные сведения об устройстве, теории и расчете конструктивных элементов (средств автоматики), входящих в состав систем автоматического управления — механических, электромеханических, ферромагнитных, электронных, полупроводниковых и др.

Различные по своему физическому устройству элементы автоматики рассматриваются с единой точки зрения, что позволяет выявить общность построения конструктивных схем и расчетных методов.

Третье издание отличается от предыдущего большим разнообразием рассмотренных технических средств автоматики, расчетами таких элементов, как пневматические и струйные, тиристоры, электронно-оптических устройств и т. д.

Учебник предназначен для студентов технических вузов, специализирующихся по автоматике, но может представлять интерес и для инженерно-технических работников, занимающихся вопросами расчета и проектирования средств автоматики.  
Илл. 213. Библ. 13 назв.

Рецензенты: чл.-корр. Б. С. Сотсков,

сотрудники кафедры «Системы автоматического управления» д-р техн. наук В. В. Солодовников, кандидаты техн. наук Н. С. Львов и А. В. Яковлев

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Настоящий учебник написан в соответствии с утвержденной программой курса «Элементы автоматики». В нем приведены сведения о принципах действия устройств, характеристиках и способах расчета элементов (технических средств), входящих в состав различных систем автоматического управления или имеющих ближайшую перспективу применения.

Материалы данного учебника и курса «Теория автоматического регулирования» дают необходимые общие знания по автоматике, без которых невозможно углубленное рассмотрение автоматического управления различными процессами.

Настоящий учебник является третьим изданием учебника С. П. Колосова, вышедшего в 1958 и 1963 гг. под названием «Элементы авиационных автоматических устройств». При его написании были использованы конспекты лекций, прочитанные авторами студентам Московского авиационного института, а также литературные источники. При подготовке материала п. 3, гл. X приняли участие инженеры О. З. Полевой и В. И. Русланов.

Учебник построен аналогично его второму изданию, он состоит из четырех частей. Первая и последняя части содержат материал, связанный с общими свойствами элементов, а вторая и третья части посвящены рассмотрению наиболее распространенных элементов автоматики. При этом был значительно расширен материал, посвященный общим свойствам элементов с точки зрения их характеристик, режимов работы, принципов построения и методов расчета элементов автоматики. Такой подход позволяет рассматривать элементы, несмотря на их разнообразие, с общих позиций и, тем самым, исключает повторение и делает изложение более компактным, а также облегчает усвоение материала и более углубленное понимание сути предмета.

В результате при меньшем объеме данного учебника вторая и третья части учебника не только сохранили состав элементов, рассмотренных в учебнике 1963 г., но и пополнились схемами и расчетами элементов, получивших распространение в последние годы.

В учебнике рассматриваются наиболее важные элементы автоматики, однако их многообразие не позволяет рассматривать все элементы одинаково подробно. К тому же, согласно действующим учебным планам, многие элементы обычно изучаются и в других курсах, но несколько с другой точки зрения. Поэтому в учебнике дается только краткая характеристика работы таких элементов в системах автоматического управления.

Учебник предназначен для студентов вузов, специализирующихся по автоматике. Он может быть полезен и для более широких кругов студентов и инженерно-технических работников.