

Г. Ф. С Т О Р М

# МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ



Г. Ф. СТОРМ

# МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

*Перевод с английского*

О. И. АВЕНА, Н. П. ВАСИЛЬЕВОЙ,  
Г. В. СУББОТИНОЙ

*Под редакцией*

д-ра техн. наук Б. С. СОТСКОВА

**И \* Л**

ИЗДАТЕЛЬСТВО  
ИНОСТРАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

*Москва, 1957*



# MAGNETIC AMPLIFIERS

by

H. F. STORM

## Contributors

E. F. W. ALEXANDERSON

H. H. BRITTEN

H. W. LORD

W. D. COCKRELL

W. MORRILL

F. J. ELLERT

H. M. OGLE

E. A. HARTY

P. A. VANCE

One of a series written by General Electric authors  
for the advancement of engineering knowledge

JOHN WILEY & SONS, INC., NEW YORK  
CHAPMAN & HALL, LTD., LONDON, 1955



## ПРЕДИСЛОВИЕ РЕДАКТОРА РУССКОГО ИЗДАНИЯ

За последнее десятилетие все более широкое применение в различных отраслях техники получают разнообразные магнитные усилители. Недавнее появление некоторых новых видов магнитных усилителей, обладающих рядом особых характеристик, еще больше способствовало их внедрению в различные устройства автоматического контроля, регулирования и управления. Измерительные устройства и устройства связи, например, сейчас трудно представить себе без широкого использования магнитных усилителей.

Подобное распространение магнитных усилителей следует приписать многим их достоинствам, важнейшими из которых нужно считать высокую надежность, обусловленную отсутствием подвижных или быстро изнашивающихся частей, высокий коэффициент усиления (до  $10^4$ — $10^6$ ), низкий порог чувствительности (до  $10^{-14}$ — $10^{-16}$  *вт*), возможность усиления малых постоянных токов и напряжения, возможность работы от сетей переменного тока различной частоты — промышленной (50—60 *гц*), повышенной (400—500 *гц*) и высокой ( $10^3$ — $10^5$  *гц*). Среди прочих преимуществ магнитных усилителей следует отметить их пригодность для работы в релейном режиме, аналогичном работе либо нейтрального, либо поляризованного реле, стойкость к воздействию вибраций и ускорений, значительную механическую устойчивость, возможность герметизации, конструктивную простоту и, наконец, сравнительную дешевизну.

Широкое распространение магнитных усилителей заставило заняться исследованием процессов, происходящих при их работе, а также разработкой методов расчета как самих магнитных усилителей, так и схем с их использованием. Усиленно разрабатывается сейчас и технология изготовления магнитных усилителей. Большие успехи в этих направлениях достигнуты за последнее время как отечественными, так и зарубежными учеными и практиками.

У нас широко известны работы М. А. Розенблата, Л. А. Бессонова, И. Б. Негневицкого, А. С. Богословского, Н. П. Васильевой и многих других авторов по исследованию процессов и по методам расчета магнитных усилителей. Наряду с этим наши ученые и инженеры внимательно следят за достижениями в данной области в других странах. В последние годы за рубежом появился ряд серьезных и интересных исследований по вопросам теории магнитных усилителей.



Среди них значительный интерес представляет книга „Магнитные усилители“, написанная совместно с другими авторами Г. Стормом, являющимся крупным американским специалистом.

Предлагаемое вниманию читателя русское издание этой книги включает ряд вопросов теории магнитных усилителей. Хорошо разработанный общий метод подхода к исследованию разнообразных магнитных усилителей выгодно отличает книгу Сторма от ряда других работ подобного рода. Этот метод исходит из рассмотрения процессов в обмотках при изменении магнитного состояния сердечника в различных частях периода несущего переменного тока. Подобный метод оказывается весьма действенным как при рассмотрении физических основ происходящих явлений, так и при определении главных количественных характеристик магнитного усилителя.

Написанная Г. Стормом основная часть книги посвящена вопросам теории работы важнейших видов магнитных усилителей. Другими соавторами написаны вводные разделы, излагающие основные сведения по теории магнетизма, характеристикам современных магнитных материалов (У. Моррилл) и методам измерений (Ф. Эллерт). Глава, содержащая сведения по конструкциям отдельных частей магнитного усилителя и по полупроводниковым выпрямителям, используемым в схемах с магнитными усилителями, написана П. Важе и Э. Хартти.

Большой интерес представляет также часть книги, посвященная вопросам применения магнитных усилителей в радиотелефонии, для управления электродвигателями, электропечами и другими промышленными объектами, в приборах для контроля и измерения различных физических величин, измерения магнитного поля, в стабилизаторах и регуляторах напряжения и т. п. Эта часть книги написана Э. Александерсоном, У. Копреллом, Н. Оглем и Г. Бриттенем.

Несколько особо стоит написанный Г. Лордом последний раздел книги, посвященный рассмотрению режимов работы насыщенного дросселя с линейной индуктивностью или емкостью.

Приводимая в конце книги библиография по различным вопросам теории и применения магнитных усилителей охватывает основные работы только зарубежных авторов. После этой библиографии приведен список отечественной литературы.

При переводе книги была использована терминология, установившаяся в отечественной литературе. Перевод выполнен кандидатами техн. наук О. И. Авенюм (гл. 15—24), Н. П. Васильевой (гл. 4—14), Г. В. Субботиной (гл. 1—3, 24—29).

Издание настоящей книги на русском языке, несомненно, принесет большую пользу инженерно-техническим работникам, интересующимся теорией, изготовлением и вопросами разнообразного применения магнитных усилителей.

*Б. Сотсков.*



## ИЗ ПРЕДИСЛОВИЯ АВТОРА

Задача настоящей книги — разъяснить основные принципы работы магнитных усилителей и показать наиболее важные области их применения. Книга предназначена для инженеров-электриков и студентов старших курсов электротехнических специальностей.

Рассматриваемые здесь магнитные усилители представляют собой статические устройства без вращающихся частей. Эти усилители, появившиеся на рубеже XIX и XX столетий, достигли в 1916 г. первого расцвета как модуляторы звуковой частоты в разработанной д-ром Александерсоном системе радиосвязи между Соединенными Штатами и Европой (см. гл. 23). В эти же годы быстрыми темпами велась разработка электронных ламп, в результате чего вскоре появились лампы, которые по своим характеристикам значительно превосходили статические магнитные усилители, обладавшие серьезными достоинствами. Дальнейшее ослабление внимания к магнитным усилителям явилось следствием успешного развития таких вращающихся электромашинных усилителей, как амплидин [13.8].

Существенные успехи по созданию полупроводниковых выпрямителей — селеновых, германиевых, а в сравнительно последнее время — кремниевых, в огромной степени способствовали улучшению характеристик статических магнитных усилителей и, помимо всего прочего, внедрению их в те области, где прежде тяжелые условия эксплуатации исключали возможность их применения.

Современные магнитные усилители служат практически неограниченное время. Они легко переносят сотрясения и удары, а с переходом на питание током в 400 периодов их можно сделать легче и портативнее усилителей на электронных лампах. К этим преимуществам нужно еще присовокупить немедленную готовность к работе (не требуется предварительного нагрева), прочность и отсутствие движущихся частей. Магнитным усилителям присущи еще и многие другие ценные качества, которые рассматриваются в настоящей книге. Благодаря всем этим положительным сторонам магнитные усилители применяются в наши дни практически во всех отраслях техники, в том числе и в военных. Специальные семинары по магнитным усилителям привлекают огромную аудиторию. Число статей и докладов, посвященных магнитным усилителям, уже перевалило за тысячу.



Магнитные усилители выглядят внешне чрезвычайно просто, но механизм происходящих в них внутренних процессов очень сложен. Работа с магнитными усилителями требует большой вдумчивости и экспериментальных навыков. Нелинейность характеристик усилителя создает много таких трудностей для понимания их действия, с которыми в электротехнике встречаться обычно не приходится.

Хотя основное внимание в данной книге уделено магнитным усилителям, в ней рассматривается и ряд смежных вопросов, связанных с их работой. Отдельные главы посвящены современной теории магнетизма, характеристикам материалов, магнитным измерениям, технологии производства дросселей насыщения и свойствам полупроводниковых выпрямителей. Вследствие тесной связи магнитных усилителей с дросселями, насыщающимися переменным током, отдельная глава отводится пик-трансформаторам, стабилизаторам напряжения, нелинейным резонансным схемам и дросселям для крупных механических выпрямителей.

Теория магнитных усилителей ограничивается рассмотрением однофазных усилителей. Вначале анализируется магнитный усилитель простейшего вида — обычный дроссель насыщения. Последовательное рассмотрение более сложных схем магнитных усилителей заканчивается магнитным усилителем с блокированной собственной обратной связью, обычно встречающимся под названиями амплистата, магнестата, самонамагничивающегося или самонасыщающегося магнитного усилителя и т. д.

Так как магнитные усилители используются в замкнутых системах автоматического управления, рассмотрены их структурные схемы, которые могут быть применены при проектировании систем сервопривода.

Анализ работы усилителей производится на базе основных физических принципов и без сложных математических выкладок. Хотя для надлежащего рассмотрения различных проблем требуется много математики, ее уровень в книге не выходит за рамки программ высших учебных заведений. В большинстве случаев наряду с математическим изложением дается также и графическое объяснение.

Шесть глав посвящены вопросам применения магнитных усилителей.

Книга снабжена обширной библиографией отечественных и зарубежных работ. Учитывая составленную г-ном Майлсом библиографию [4.27], содержащую 901 статью и перечень патентов за период с 1887 по 1951 г., составители библиографии для настоящей книги не преследовали цели сделать ее исчерпывающей. Однако важнейшие работы, опубликованные после 1951 г., были ими охвачены.

## ПРИНЯТЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ И СОКРАЩЕНИЯ

Ниже приводится перечень обозначений, используемых в книге.

Черта над символом означает приращение величины; черта под символом указывает на относительное значение величины.

Ссылки на литературу обозначаются двумя числами в квадратных скобках, причем первое число указывает номер главы, а второе — порядковый номер.

Уравнения нумеруются также двумя числами, где первое указывает номер главы, а второе — номер уравнения в данной главе.

- о. с. — обратная связь;
- мгн. — мгновенное значение;
- ср. — среднее значение;
- эфф. — эффективное или действующее значение;
- $m$  — максимальное значение;
- $q$  — поперечное сечение проводника,  $см^2$ ;
- $S_{ст.}$  — сечение стали сердечника,  $см^2$ ;
- $AW_A$  — ампервитки, действующие на сердечник  $A$ ;
- $AW_c$  — ампервитки, соответствующие коэрцитивной силе  $H_c$ ;
- $AW_1$  — ампервитки, создающие поток  $\Phi_1$ ;
- $a$  — относительное значение ампервитков управления;
- $a_{о.с.}$  — относительное значение ампервитков обратной связи;
- $B$  — магнитная индукция, гаусс;
- $B_r$  — остаточная индукция, гаусс;
- $B_s$  — индукция насыщения, гаусс;
- $B_{p, m}$  — индукция при  $\mu = \mu_m$ ;
- $D_p$  — динамический коэффициент усиления мощности,  $1/сек$ ;
- $U$  — напряжение питания (ср.), в;
- $U_y$  — управляющее напряжение (ср.), в;
- $U'_y$  — управляющее напряжение, приведенное к рабочей обмотке (ср.), в;
- $U_{\pi}$  — переходное напряжение (ср.), в;
- $U_{о.с.}$  — напряжение обратной связи (ср.), в;
- $U_p, U_{p, A}, U_{p, B}$  — напряжения на рабочих обмотках дросселей насыщения  $A$  или  $B$  (ср.), в;



- $U_{\pi}$  — напряжение на нагрузке (ср.), в;  
 $U_{\text{вых.}}$  — выходное напряжение (ср.), в;  
 $U_s$  — напряжение насыщения (ср.), в;  
 $U_s^*$  — номинальное напряжение насыщения,  $U_s^* = 2U_s$  для ДН с последовательно соединенными рабочими обмотками,  $U_s^* = U_s$  для ДН с параллельно соединенными рабочими обмотками и для амплитатов (ср.), в;  
 $u$  — напряжение питания (мгн.), в;  
 $u_{\gamma}, u_{\gamma, A}, u_{\gamma, B}$  — напряжения на обмотках управления ДН  $A$  или  $B$  (мгн.), в;  
 $u_{\pi}$  — переходное напряжение (мгн.), в;  
 $u_{\pi, A}, u_{\pi, B}$  — напряжения на рабочих обмотках дросселей насыщения  $A$  или  $B$  (мгн.), в;  
 $u_{\text{вых.}}$  — выходное напряжение (мгн.), в;  
 $u_{\sigma, \text{пр.}}$  — прямое напряжение на выпрямителе (мгн.), в;  
 $u_{\sigma, \text{обр.}}$  — обратное напряжение на выпрямителе (мгн.), в;  
 $\underline{u}_{\gamma}$  — относительное значение управляющего напряжения (мгн.), в;  
 $\underline{u}_{\sigma, \text{обр.}}$  — относительное значение напряжения обратной связи (мгн.), в;  
 $\underline{u}_{\text{вых.}}$  — относительное значение выходного напряжения (мгн.), в;  
 $F$  — магнитодвижущая сила, *гильберт*;  
 $f$  — частота напряжения питания, *гц*;  
 $f_{\gamma}$  — частота синусоидального управляющего напряжения, *гц*;  
 $G$  — нормированная передаточная функция;  
 $G_U$  — нормированная передаточная функция усиления по напряжению;  
 $G_{\sigma, \text{обр.}}$  — нормированная передаточная функция обратной связи;  
 $G_{\pi}$  — нормированная передаточная функция нагрузки;  
 $G_{\tau, \text{в.}}$  — нормированная передаточная функция звена запаздывания;  
 $H$  — напряженность поля, *эрстед*;  
 $H_c$  — коэрцитивная сила статической или динамической петли гистерезиса, *эрстед*;  
 $h$  — коэффициент полной обратной связи;  
 $h_{\text{в}}$  — коэффициент введенной обратной связи;  
 $h_{\text{об}}$  — коэффициент собственной обратной связи;  
 $\Delta h_{\text{в}}$  — изменение коэффициента введенной обратной связи;  
 $I_{\gamma}$  — ток управления (ср.), а;  
 $I_{\gamma}^r$  — ток управления, приведенный к рабочей обмотке (ср.), а;

- $I_p$  — ток рабочей обмотки (ср.),  $a$ ;  
 $I_{p, s}$  — ток рабочей обмотки в течение интервала насыщения (ср.),  $a$ ;  
 $I_{p, \omega}$  — ток рабочей обмотки в течение интервала возбуждения (ср.),  $a$ ;  
 $I_n$  — ток нагрузки (ср.),  $a$ ;  
 $I_{n, s}$  — ток нагрузки в течение интервала насыщения (ср.),  $a$ ;  
 $I_{n, \omega}$  — ток нагрузки в течение интервала возбуждения (ср.),  $a$ ;  
 $I_{s, \text{пр.}}$  — прямой ток выпрямителя (ср.),  $a$ ;  
 $I_{s, \text{обр.}}$  — обратный ток выпрямителя (ср.),  $a$ ;  
 $I_X$  — ток возбуждения (ср.),  $a$ ;  
 $i_{\text{см.}}$  — ток смещения (мгн.),  $a$ ;  
 $i_y$  — ток управления (мгн.),  $a$ ;  
 $i_p, i_{p, A}, i_{p, B}$  — ток рабочих обмоток ДН  $A$  или  $B$  (мгн.),  $a$ ;  
 $i_n$  — ток нагрузки (мгн.),  $a$ ;  
 $i_{s, \text{пр.}}$  — прямой ток выпрямителя (мгн.),  $a$ ;  
 $i_{s, \text{обр.}}$  — обратный ток выпрямителя (мгн.),  $a$ ;  
 $\bar{i}_y$  — относительное значение тока управления;  
 $\bar{i}_n$  — относительное значение тока нагрузки;  
 $\bar{i}_p$  — относительное значение тока рабочей обмотки;  
 $K$  — статический коэффициент усиления;  
 $K_{AW}$  — коэффициент усиления ампервитков;  
 $K_{AW}^*$  — номинальный коэффициент усиления ампервитков;  
 $K_{AW, s}^*$  — номинальный коэффициент усиления ампервитков в интервале насыщения;  
 $K_{AW, \omega}^*$  — номинальный коэффициент усиления ампервитков в интервале возбуждения;  
 $K_{AW, \text{ДН}}^*$  — номинальный коэффициент усиления ампервитков ДН без введенной обратной связи;  
 $K_U$  — коэффициент усиления напряжения;  
 $K_{\text{о.с.}}$  — коэффициент усиления передаточной функции обратной связи;  
 $K_I$  — коэффициент усиления тока;  
 $K_n$  — коэффициент усиления передаточной функции нагрузки;  
 $K_p$  — коэффициент усиления мощности;  
 $k_f$  — коэффициент формы тока нагрузки;  
 $L$  — индуктивность, *генри*;  
 $L_y$  — индуктивность обмотки управления, охватывающей один сердечник, *генри*;

- $L_p$  — индуктивность рабочей обмотки, *генри*;  
 $L_n$  — индуктивность нагрузки, *генри*;  
 $L_d$  — дифференциальная индуктивность, *генри*;  
 $l$  — длина магнитного пути, *см*;  
 $l_{ст.}$  — длина магнитного пути в стали, *см*;  
 $M$  — коэффициент взаимоиндукции, *генри*;  
 $w$  — число витков;  
 $w_{см.}$  — число витков одной обмотки смещения;  
 $w_y$  — число витков одной обмотки управления;  
 $w_{о.с.}$  — число витков одной обмотки обратной связи;  
 $w_p$  — число витков одной рабочей обмотки;  
 $w_p^*$  — номинальное число витков рабочей обмотки,  $w_p^* = w_p$  для ДН с последовательно соединенными рабочими обмотками,  $w_p^* = w_p/2$  для ДН с параллельно соединенными рабочими обмотками и для амплитастов;  
 $w_M, w_N$  — число витков обмоток управления  $M$  и  $N$ ;  
 $n$  — коэффициент согласования;  
 $P_n$  — мощность нагрузки, *вт*;  
 $P_{н, т}$  — максимальная мощность нагрузки, *вт*;  
 $P_{вых., т}$  — максимальная выходная мощность, *вт*;  
 $p$  — оператор Хевисайда,  $d/dt$ ;  
 $R_{см.}$  — сопротивление цепи смещения, *ом*;  
 $R'_{см.}$  — сопротивление цепи смещения, приведенное к рабочей обмотке, *ом*;  
 $R''_{см.}$  — сопротивление цепи смещения, приведенное к обмотке управления, *ом*;  
 $R_y$  — сопротивление цепи управления, *ом*;  
 $R'_y$  — сопротивление цепи управления, приведенное к рабочей обмотке, *ом*;  
 $R_{о.с.}$  — сопротивление цепи обратной связи, *ом*;  
 $R_p, R_{p, A}, R_{p, B}$  — сопротивления рабочих обмоток дросселей насыщения  $A$  или  $B$ , *ом*;  
 $R_p^*$  — номинальное сопротивление рабочей обмотки, *ом*;  
 $R_n$  — сопротивление нагрузки, *ом*;  
 $R_M, R_N$  — сопротивления обмоток управления  $M$  или  $N$ , *ом*;  
 $R'_M, R'_N$  — сопротивления  $R_M$  и  $R_N$ , приведенные к рабочей обмотке, *ом*;  
 $R''_M, R''_N$  — сопротивления  $R_M$  и  $R_N$ , приведенные к обмотке управления, *ом*;  
 $R_{вых.}$  — выходное сопротивление, *ом*;  
 $R_{в, пр.}$  — прямое сопротивление выпрямителя, *ом*;  
 $R_{в, обр.}$  — обратное сопротивление выпрямителя, *ом*;



- $R_{\text{экв.}}$  — эквивалентное сопротивление контуров четных гармоник токов, приведенное к рабочей обмотке;  
 $r_{\text{с, пр.}}$  — относительное значение прямого сопротивления выпрямителя;  
 $R_{\mu}$  — магнитное сопротивление, *гильберт/максвелл*;  
 $j$  — плотность тока, *а/см<sup>2</sup>*;  
 $j_{\text{р}}$  — плотность тока в рабочей обмотке, *а/см<sup>2</sup>*;  
 $\text{ДН}$  — дроссель насыщения;  
 $T$  — постоянная времени, *сек.*;  
 $T_{\text{у}}$  — постоянная времени цепи управления, *сек.*;  
 $T_{\text{р}}$  — постоянная времени рабочей цепи, *сек.*;  
 $T_{\text{н}}$  — постоянная времени нагрузки, *сек.*;  
 $T_{\text{ч. в.}}$  — время чистого запаздывания, *сек.*;  
 $t$  — время, *сек.*;  
 $V_{\text{ст.}}$  — объем стали сердечника, *см<sup>3</sup>*;  
 $W_{\text{ст.}}$  — потери за один период, *джоуль*;  
 $x$  — относительное возбуждение;  
 $\bar{\alpha}$  — угол насыщения (зажигания), *градус* или *радиан*;  
 $\beta$  — угол погасания, *градус* или *радиан*;  
 $\Delta_{\text{р}}$  — динамический коэффициент усиления мощности за период;  
 $\delta$  — угол между характеристикой управления и линией, проходящей под углом 45°;  
 $e$  — основание натурального логарифма;  
 $\varepsilon$  — значение ошибки;  
 $\xi$  — степень затухания;  
 $\eta$  — коэффициент полезного действия;  
 $\eta_{\text{р}}$  — к. п. д. рабочей цепи;  
 $\vartheta$  — температура, *°С*;  
 $\mu$  — магнитная проницаемость (*B/H*), *гаусс/эрстед*;  
 $\mu_{\text{д}}$  — дифференциальная магнитная проницаемость, *гаусс/эрстед*;  
 $\nu$  — коэффициент наклона параллелограмма петли гистерезиса;  
 $\rho$  — угол между характеристикой управления и осью абсцисс для ДН, *градус* или *радиан*;  
 $\sigma$  — коэффициент подавления;  
 $\chi$  — угол между характеристикой обратной связи и осью абсцисс, *градус* или *радиан*;  
 $\tau_{\text{у}}$  — постоянная времени цепи управления, *периоды*;  
 $\Phi$  — магнитный поток, *максвелл*;  
 $\Phi_{\text{с}}$  — поток насыщения (мгн.), *максвелл*;  
 $\Phi_1$  — начальное значение потока (мгн.), *максвелл*;  
 $\Delta\Phi$  — амплитуда колебаний потока (мгн.), *максвелл*;

- $\phi_A, \phi_B$  — потоки в сердечниках  $A$  или  $B$  (мгн.), *максвелл*;  
 $\Delta\phi_A, \Delta\phi_B$  — изменения потоков (мгн.), *максвелл*;  
 $\psi_y$  — потокосцепление обмотки управления, *максвелл-виток*;  
 $\omega$  — угловая частота, *радиан/сек*;  
 $\omega_y$  — угловая частота переменной составляющей управляющего напряжения, *радиан/сек*;  
 $\omega_c$  — угловая частота незатухающих свободных колебаний, *радиан/сек*.

ЧАСТЬ I

**МАГНЕТИЗМ**





## *Глава I*

### **ВВЕДЕНИЕ В ТЕОРИЮ МАГНЕТИЗМА**

#### **§ 1. История ферромагнетизма**

Исторические источники свидетельствуют о том, что явление магнетизма было известно в Китае приблизительно 4600 лет назад [1.1]. Рассказывают, что в 2637 г. до н. э. войска императора Гоанг-Ти во время преследования восставшего князя по Великой центральной равнине Китая потеряли направление в густом тумане. Тогда Гоанг-Ти сделал колесницу, на которой установил рельефную женскую фигуру, всегда обращенную лицом на юг, независимо от направления движения колесницы.

До XI—XII вв. нет упоминаний об использовании компаса для мореплавания, несмотря на то, что древние греки уже при осаде Трои использовали магнитный железняк. В дальнейшем история магнетизма тесно связана с компасом и его использованием для навигации. Сведения о компасе европейцы получили из Китая через арабов в период Первого крестового похода [1.2].

Хотя использование магнитных явлений было известно давно, наука о магнетизме молода и остается еще весьма несовершенной. В течение 45 столетий после Гоанг-Ти теоретики безуспешно пытались объяснить ферромагнетизм, и даже в настоящее время он остается одним из наименее изученных физических явлений.

В течение большей части этого периода, до открытия принципов ферромагнитной индукции Генри в США и Фарадеем в Англии, развитие науки о магнетизме затруднялось тем, что в центре внимания были только магнитотвердые материалы (постоянные магниты). Начало эпохи электричества, свыше 60 лет назад, открыло широкие возможности для применения мягких магнитных материалов и создало стимул для их изучения.

Существенный прогресс в разработке теории магнетизма после 1935 г. определяется чрезвычайно повысившимися требованиями промышленной электротехники к мягким магнитным материалам. Этот стимул, подтверждением которого может служить современное развитие магнитных усилителей, привел к развитию и укреплению

науки о магнитных материалах и магнетизме. Современный научный прогресс в разработке новейших магнитных материалов сделал возможным появление большого количества новых электрических аппаратов.

## § 2. Магнитные единицы

При измерении магнитных величин обычно применяются единицы абсолютной электромагнитной системы CGSM и практической системы MKS (см. [1.3] — [1.6]).

**Магнитодвижущая сила** (единица — *гильберт*)  $F$ , далее сокращенно называемая м. д. с., может создаваться током, протекающим в проводнике, или вызываться действием намагниченного тела. В абсолютной электромагнитной системе единиц м. д. с. измеряется в гильбертах и определяется следующим образом:

$$F = 0,4\pi Iw \text{ гильберт}, \quad (1.1)$$

где  $I$  — сила намагничивающего тока в амперах,  $w$  — число витков проводника, охватывающих магнитную цепь.

**Магнитный поток** (единица — *максвелл*)  $\Phi$  связан с магнитодвижущей силой соотношением, подобным закону Ома для электрической цепи, а именно:

$$\Phi = \frac{F}{R} \text{ максвелл}, \quad (1.2)$$

где  $F$  — м. д. с. в магнитной цепи, а  $R$  — магнитное сопротивление, величина которого определяется геометрическими размерами магнитной цепи и ее проницаемостью. При изменении величины потока во всех электрических контурах, пронизываемых этим потоком, индуцируются электродвижущие силы. В абсолютной электромагнитной системе единиц магнитный поток выражается в максвеллах и определяется законом Фарадея

$$e = -\frac{d\Phi}{dt} w \cdot 10^{-8} \text{ в}, \quad (1.3)$$

где  $e$  — индуцированная э. д. с.,  $d\Phi/dt$  — скорость изменения потока в максвеллах за секунду,  $w$  — число витков проводника, пронизываемых потоком.

**Индуктивность** (единица — *генри*). Если поток  $\Phi$  создается протекающим по обмотке током  $i$ , то э. д. с.  $e$ , индуцируемая потоком, может быть выражена как

$$e = -L \frac{di}{dt} \text{ в}. \quad (1.4)$$

Из равенств (1.4) и (1.3) следует, что

$$L = \frac{d\Phi}{di} w \cdot 10^{-8} \text{ генри}, \quad (1.5)$$

где  $\Phi$  выражено в максвеллах,  $i$  — в амперах,  $w$  — число витков, а  $L$  — так называемый коэффициент самоиндукции или индуктивность.

**Напряженность поля** (единица — *эрстед*)  $H$  в любой точке магнитной цепи определяется как

$$H = \frac{dF}{dl_{\text{ст.}}} \text{ эрстед.} \quad (1.6)$$

В однородном поле

$$H = \frac{F}{l_{\text{ст.}}} \text{ эрстед,} \quad (1.7)$$

где  $F$  — м. д. с. в гильбертах,  $l_{\text{ст.}}$  — длина магнитного пути в сантиметрах.

**Магнитная индукция** (единица — *гаусс*)  $B$  в абсолютной электромагнитной системе единиц измеряется в гауссах и в однородном поле

$$B = \frac{\Phi}{S} \text{ гаусс,} \quad (1.8)$$

где  $\Phi$  — магнитный поток в максвеллах, проходящий через поперечное сечение магнитной цепи площадью  $S$  (в  $\text{см}^2$ ), расположенное перпендикулярно направлению потока.

**Магнитная проницаемость вакуума** (единица — *гаусс/эрстед*). В абсолютной электромагнитной системе CGSM напряженность намагничивающего поля  $H$  и индукция  $B$  связаны таким образом, что поле в 1 *эрстед* создает в вакууме индукцию в 1 *гаусс*. Отношение  $B/H$  есть магнитная проницаемость; для вакуума (а практически и для воздуха)

$$B = \mu_0 H \text{ гаусс,} \quad (1.9)$$

где  $\mu_0$  — магнитная проницаемость вакуума, равная по определению одному гауссу на эрстед.

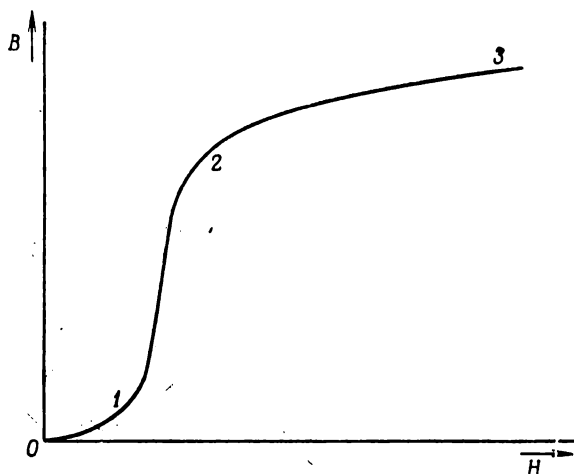
### § 3. Кривая намагничивания [1.7]

Ферромагнитный материал состоит из отдельных областей, самопроизвольно намагниченных до насыщения. При отсутствии внешнего поля эти области ориентированы таким образом, что суммарная намагниченность всего материала равна нулю. Приложение внешнего поля изменяет ориентацию этих областей, вследствие чего начинают проявляться внешние признаки намагниченности.

Рассмотрим полностью размагниченный магнитный материал. Если напряженность приложенного к нему внешнего намагничивающего поля увеличивается от нуля до некоторого значения, то магнитная индукция в материале также будет возрастать до некоторой максимальной величины. Кривая, изображающая зависимость магнитной индукции  $B$  от напряженности магнитного поля  $H$ , называется кривой намагничивания материала.

Типичная кривая намагничивания показана на фиг. 1. Следует отметить, что при возрастании  $H$  индукция  $B$  растет сначала медленно (до точки 1), а затем очень быстро. На так называемом „колене“ (точка 2) имеет место резкое уменьшение наклона кривой намагничивания. При дальнейшем увеличении напряженности поля  $H$  изменение индукции  $B$  описывается практически прямой линией, но с очень малым наклоном.

Полная магнитная индукция, зависимость которой от напряженности поля представлена на фиг. 1, состоит из двух компонент:



Фиг. 1. Типичная кривая намагничивания.

1) индукции  $\mu_0 H$ , которая существует в материале, если он не обладает ферромагнитными свойствами;

2) индукции  $B_i$ , которая обусловлена намагничённостью ферромагнитного материала.

Математически это можно выразить следующим образом:

$$B = \mu_0 H + B_i \text{ гаусс,} \quad (1.10)$$

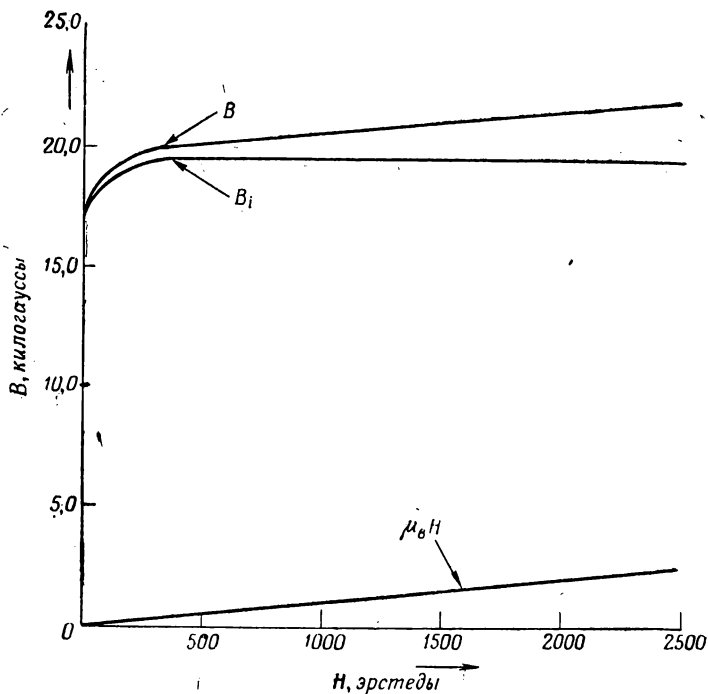
где  $B$  — полная индукция в сердечнике.

При увеличении напряженности внешнего намагничивающего поля индукция  $B_i$  может расти только до определенного значения, которое называется индукцией насыщения  $B_s$ . Ее величина определяется характеристиками материала. В отличие от  $B_i$  полная индукция продолжает медленно возрастать, так как составляющая  $\mu_0 H$ , которая не зависит от ферромагнитных свойств материала, продолжает расти (фиг. 2).

Наклон участка кривой намагничивания, соответствующего насыщенному состоянию сердечника из определенного материала и опре-



деленной конфигурации, является важной характеристикой магнитного усилителя, так как он определяет максимальный ток выхода, получаемый при заданном значении сопротивления нагрузки. Чем больше



Фиг. 2. Индукция  $B_i$ , обусловленная намагниченностью материала, и полная индукция  $B$ .

этот наклон, тем больше так называемая индуктивность насыщения, которая оказывается включенной последовательно с сопротивлением нагрузки, и, соответственно, тем меньше ток нагрузки.

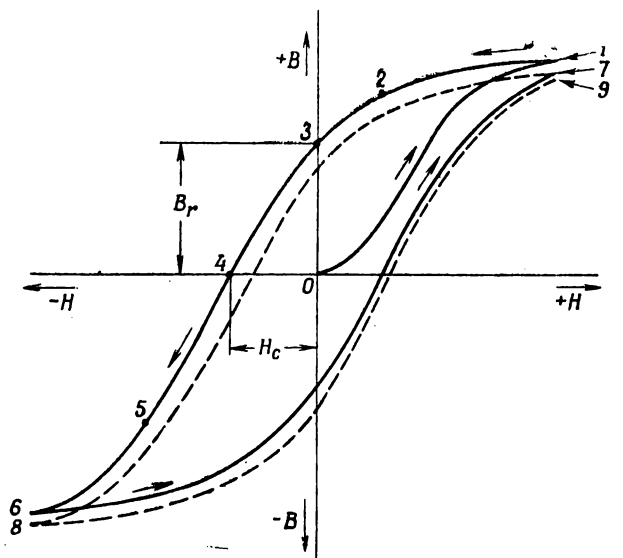
#### § 4. Статическая петля гистерезиса [1.8], [1.9]

Рассмотрим полностью размагниченный магнитный материал. При увеличении напряженности внешнего намагничивающего поля  $H$  от нуля до некоторого положительного значения индукция  $B$  в материале также возрастает. Полученная зависимость  $B$  от  $H$  представлена кривой  $0-1$  (фиг. 3).

Если напряженность поля после того, как она была доведена до значения, соответствующего точке 1, уменьшается до некоторого значения, соответствующего точке 2, то можно заметить, что изменение магнитной индукции произойдет по новой кривой, не совпадающей

с первоначальной кривой намагничивания  $0-1$ . При этом индукция уменьшается медленнее, чем она возрастала вначале.

При уменьшении напряженности поля  $H$  до нуля магнитная индукция не изменяется до нуля, а сохраняет в точке 3 значение  $B_r$ , называемое остаточной индукцией.



Фиг. 3. Кривые зависимости  $B-H$  для предварительно размагниченного ферромагнитного материала.

Индукция в сердечнике может быть уменьшена до нуля увеличением напряженности поля в обратном направлении до значения  $H_c$ , соответствующего точке 4. Напряженность поля  $H_c$ , необходимая для того, чтобы индукция стала равной нулю, называется коэрцитивной силой.

Дальнейшее увеличение напряженности поля в обратном направлении вызывает возрастание индукции по кривой  $4-5-6$ . Если напряженность поля вновь уменьшится до нуля, а затем опять возрастет до значения, соответствующего точке 1, то зависимость  $B$  от  $H$  изобразится кривой  $6-7$ . Таким образом, петля не замыкается. Индукция в точке 7 несколько меньше, чем в точке 1. Если этот цикл повторить, можно найти, что точки 7 и 9 расположены ближе друг к другу, чем точки 1 и 7, однако петля все еще останется незамкнутой.

Из изложенного видно, что поток отстает от намагничивающего поля. Это явление названо гистерезисом. Петля, изображенная на фиг. 3, называется петлей гистерезиса магнитного материала.

После ряда циклов перемангничивания петля замыкается, и тогда говорят, что материал перемангничивается по установившейся петле. Установившаяся петля гистерезиса может быть симметричной (как показано на фиг. 3) или несимметричной.

При получении описанной выше петли гистерезиса считалось, что напряженность поля изменяется так медленно, что действием вихревых токов можно пренебречь; такая петля называется статической петлей. В том случае, когда можно пренебречь влиянием вихревых токов, напряженность поля в сердечнике в любой момент равна напряженности приложенного поля, определяемой ампервитками намагничивающей обмотки.

### § 5. Динамическая петля гистерезиса

Если приложенное магнитное поле изменяется периодически с некоторой конечной скоростью, влияние вихревых токов может стать значительным. Петля гистерезиса, снятая при таких условиях, называется динамической петлей. Подобно тому, как ток вторичной цепи трансформатора вызывает увеличение первичного тока, вихревые токи вызывают увеличение тока намагничивания по сравнению с током статической петли. Одной из основных причин потерь на вихревые токи и увеличения тока намагничивания может быть также движение границ ферромагнитных областей (доменов) под действием внешнего переменного поля. Увеличение тока намагничивания приводит к тому, что для одинаковых значений индукции  $B$  напряженность поля  $H$  динамической петли больше, чем статической.

Вследствие этого динамическая петля гистерезиса имеет значительно большую ширину, чем статическая. Это хорошо видно из фиг. 4, где изображены эти петли для сердечников из пластин муметалла толщиной 0,51 мм при синусоидальном напряжении частотой 60 гц.

При работе магнитного усилителя напряженность поля, приложенного к сердечнику, обеспечивает необходимую величину индукции в сердечнике. Таким образом, для анализа работы и проектирования схемы магнитного усилителя важно знать соотношение между индукцией  $B$  в сердечнике и напряженностью поля  $0,4\pi iw/l$ , создаваемого током обмотки, а не соотношение между индукцией  $B$  и напряженностью поля  $H$  в сердечнике. Изложенное выше указывает на важность динамической петли гистерезиса для определения характеристики магнитного усилителя. При снятии динамической петли должны быть точно определены условия измерения.

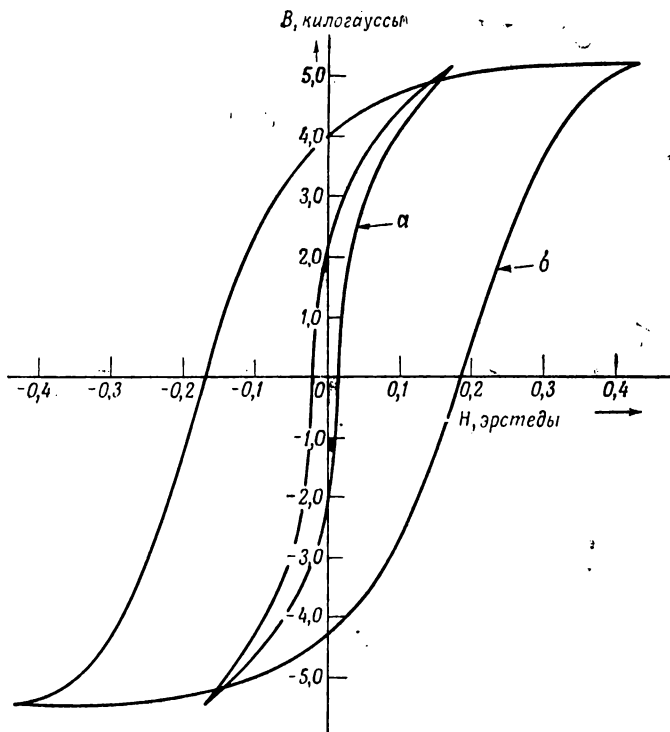
Тангенс угла наклона в любой точке петли  $B-H$  называется дифференциальной проницаемостью

$$\mu_d = \frac{dB}{dH} \text{ гаусс/эрстед.} \quad (1.11)$$

Дифференциальная индуктивность  $L_d$ , подобно  $L$  (1.5), выражается из предыдущих равенств следующим образом:

$$L_d = 0,4\pi\mu_d \frac{S_{от.}}{l_{от.}} \omega^2 \cdot 10^{-8} \text{ генри}, \quad (1.12)$$

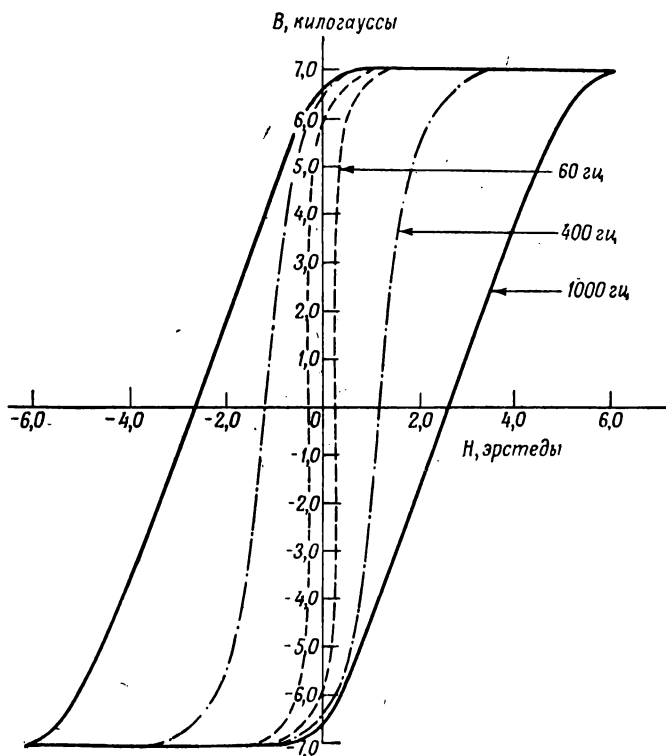
где  $S_{от.}$  — активное сечение сердечника,  $\text{см}^2$ ;  $l_{от.}$  — длина магнитного пути,  $\text{см}$ ;  $\omega$  — число витков.



Фиг. 4. Статическая (а) и динамическая (б) петли гистерезиса муметалла; толщина пластин 0,51 мм, напряжение синусоидальное, частота 60 гц.

Скорость изменения потока в сердечнике определяет в большой степени форму динамической петли. Чем больше скорость изменения потока, тем бóльшая нужна напряженность поля для преодоления действия вихревых токов. Поэтому, чем выше частота, тем шире динамическая петля. Это хорошо видно из фиг. 5, где изображены петли гистерезиса для сердечника из муметалла при синусоидальном напряжении трех различных частот.

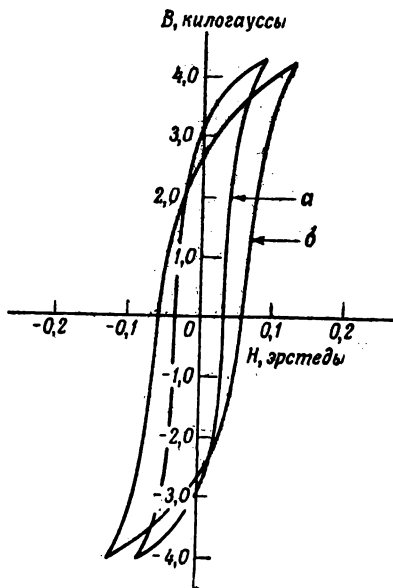
Следует также отметить, что наличие в кривой потока высших гармоник приводит к расширению динамической петли. Причиной появления высших гармоник чаще всего является включение сопротивлений последовательно с намагничивающей обмоткой сердечника. Следовательно, для точного описания магнитных свойств материала сердечника должны быть известны как динамическая петля гистерезиса, так и закон изменения напряжения на намагничивающей обмотке во времени.



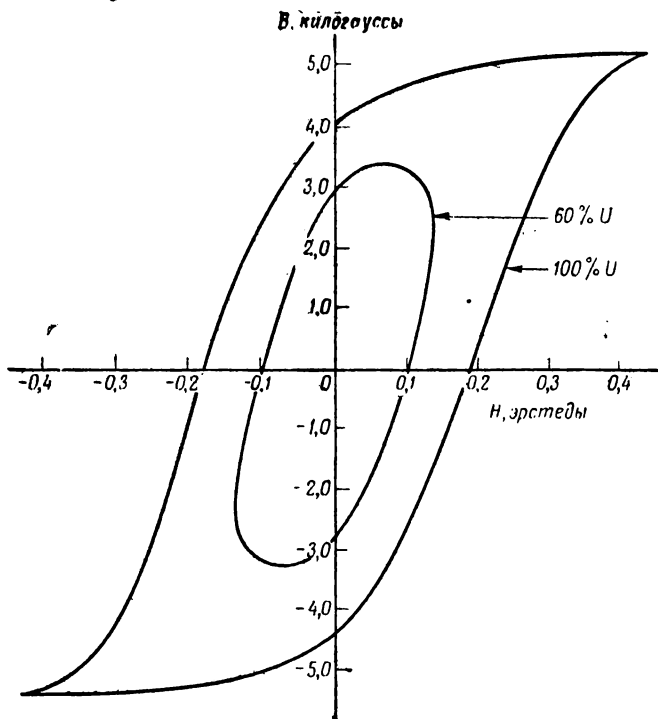
Фиг. 5. Влияние частоты на ширину динамической петли гистерезиса муметалла; толщина пластин 0,51 мм, напряжение синусоидальное.

Другим фактором, определяющим ширину динамической петли, является толщина пластин сердечника. С увеличением толщины пластин действие вихревых токов усиливается, и динамическая петля расширяется. Влияние толщины пластин на ширину динамической петли гистерезиса показано на фиг. 6. Измерения были проведены на сердечниках из муметалла при синусоидальном напряжении частотой 60 Гц.



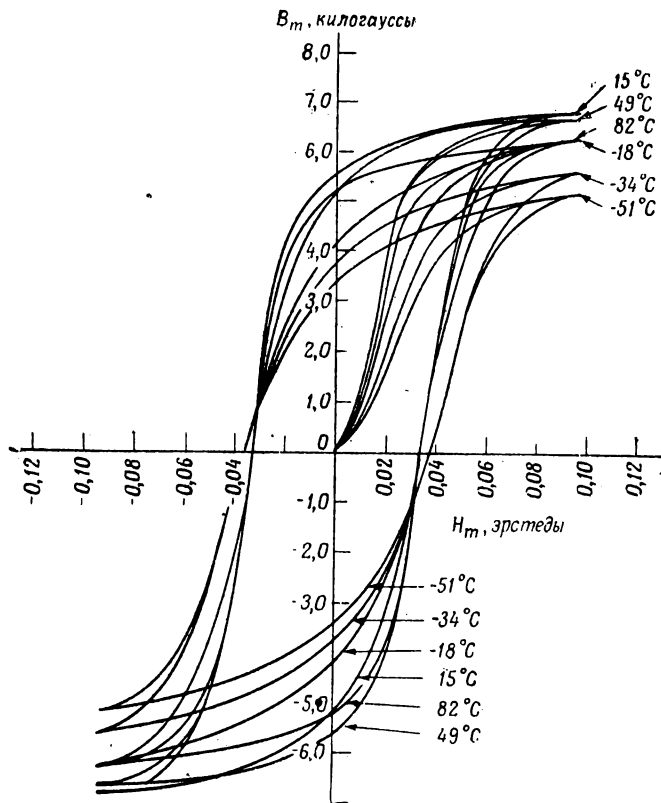


Фиг. 6. Влияние толщины пластин сердечника на ширину динамической петли гистерезиса муметалла; толщина пластин:  $a$  — 0,127 мм;  $b$  — 0,254 мм; напряжение синусоидальное, частота 60 гц.



Фиг. 7. Влияние амплитуды приложенного напряжения на форму динамической петли гистерезиса муметалла; толщина пластин 0,51 мм, напряжение синусоидальное, частота 60 гц,

Форма динамической петли является также функцией амплитуды приложенного напряжения. Для данной частоты чем больше амплитуда напряжения, тем больше скорость его изменения. Это приводит к более быстрым изменениям потока в сердечнике и, следовательно, к расширению динамической петли. На фиг. 7 изображены две динамические петли для сердечника из муметалла при синусоидальном напряжении частотой 60 гц. Внутренняя эллиптическая петля была

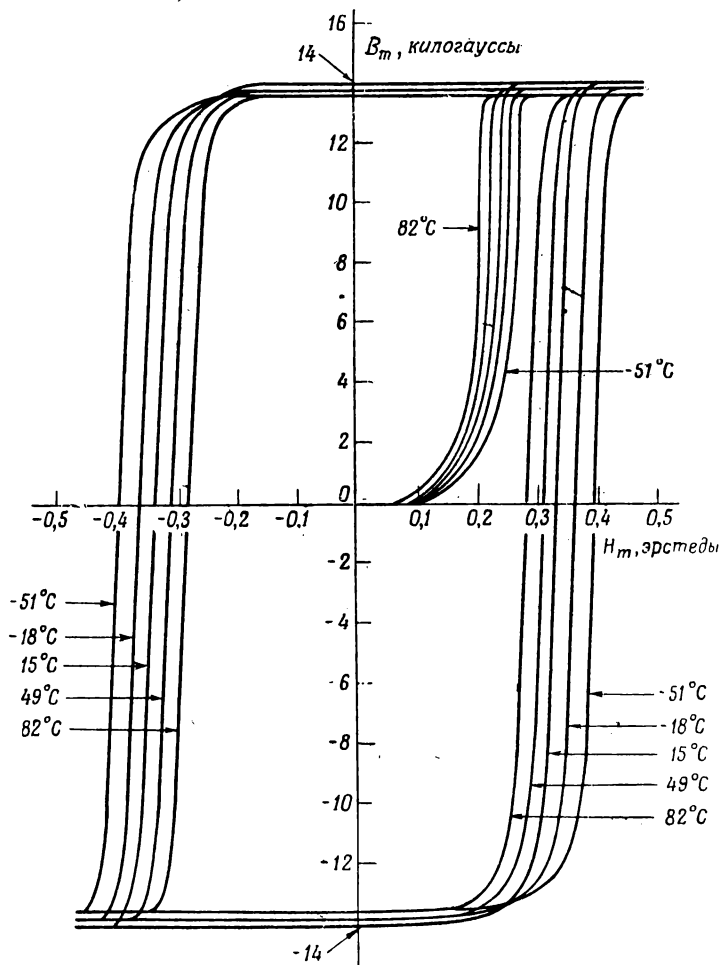


Фиг. 8. Влияние температуры на характеристики супермаллоя. Лента толщиной 0,1 мм, синусоидальный ток, частота 60 гц.

снята при напряжении, равном 60% от напряжения, при котором была получена внешняя петля. Ширина динамической петли с увеличением напряжения значительно изменяется.

Магнитные характеристики материалов зависят от температуры [1.10]. Обычно увеличение температуры вызывает понижение индукции насыщения и рост удельного электросопротивления материала сердечника. Последнее является благоприятным, так как уменьшает вихревые

токи и приводит к сужению динамической петли. Влияние температуры на характеристики двух разных материалов, супермаллой и дельтамакс, показано на фиг. 8 и 9. Петли сняты при синусоидальном

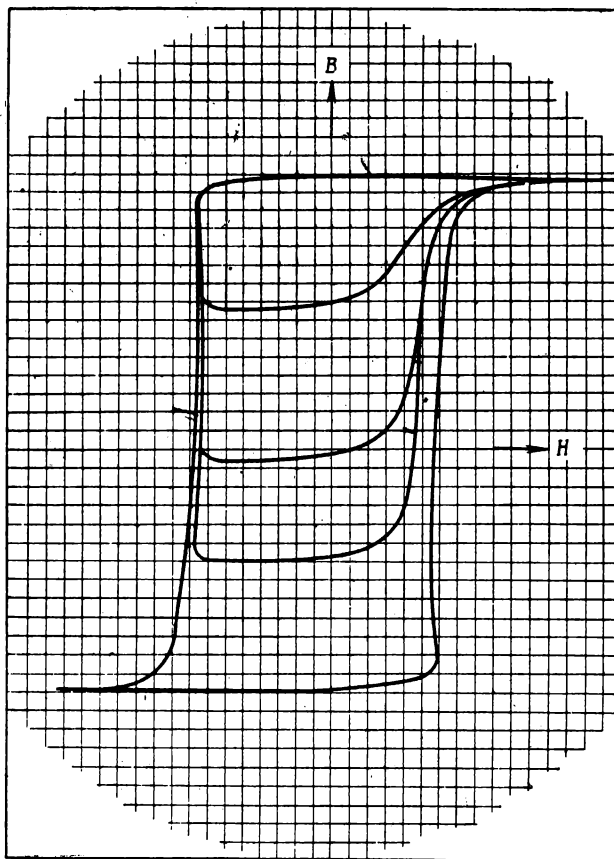


Фиг. 9. Влияние температуры на характеристики сплава дельтамакс. Лента толщиной 0,05 мм, синусоидальный ток, частота 60 гц.

токе частотой 60 гц. Рассмотренное влияние температуры особенно важно для военных установок, которые часто работают в широком диапазоне изменения температуры.

При определенных условиях вершины динамических петель закругляются. Это может иметь место в результате воздействия внутренних

или внешних напряжений [1.10], [1.11], короткозамкнутых витков внутри пластин или неоднородного распределения потока в сердечнике. Последний эффект можно наблюдать в тороидальных сердечниках, когда отношение внешнего диаметра сердечника к внутреннему велико.



Фиг. 10. Предельная и частные динамические петли гистерезиса для сплава дельтамакс, снятые во время работы амплитата с малым сопротивлением цепи управления.

Из изложенного выше следует, что большое внимание должно уделяться условиям измерений динамических петель гистерезиса и интерпретации результатов этих измерений. Если только возможно, динамическая петля материала сердечника должна сниматься при условиях, тождественных рабочим условиям. Для магнитных усили-

телей с малым сопротивлением цепи управления и синусоидальным напряжением питания напряжение на дросселе имеет форму синусоиды или части синусоиды. Осциллограммы, приведенные на фиг. 10, показывают динамические петли  $B-H$  [1.12], полученные для сердечника из сплава дельтамакс в магнитном усилителе с собственной обратной связью (амплистате) с малым сопротивлением цепи управления (гл. 16). При минимальном токе нагрузки имеет место большая симметричная петля (режим возбуждения). Когда напряжение управления увеличивается в положительном направлении (положительная область), получаются меньшие несимметричные петли. Интересно отметить, что стороны и верхняя часть петли очень мало изменяются при увеличении напряжения управления, а основное воздействие сказывается в перемещении нижней части петли  $B-H$  вверх. Методы определения динамической петли  $B-H$  подробно обсуждаются в гл. 3.

### § 6. Потери в сердечнике

Изменение магнитного состояния сердечника приводит к потерям, называемым потерями на гистерезис. Эти потери в конечном счете превращаются в тепло. Кроме того, переменный поток в сердечнике вызывает в нем вихревые токи, подобные токам в короткозамкнутой вторичной обмотке трансформатора. Вихревые токи приводят к дополнительным потерям в сердечнике, обуславливая выделение тепла. Эти потери называются потерями на вихревые токи.

Экспериментально установлено, что измеренные потери в материале иногда в 2 или 3 раза больше потерь, вычисленных классическими методами. Это явление называют аномалией вихревых токов. Наличие дополнительных потерь энергии приписывалось [1.13], [1.14] вращению доменов и движению их границ.

Сумма потерь на гистерезис и вихревые токи называется потерями в сердечнике. Площадь петли  $B-H$ , полученной при рабочей частоте, пропорциональна энергии  $W_{ст.}$ , рассеиваемой на потери в сердечнике в течение одного периода

$$W_{ст.} = \frac{1}{4\pi} \int H dB \text{ эрг/см}^3, \quad (1.13)$$

где  $\int H dB$  — площадь петли гистерезиса в единицах  $B$  и  $H$ , а  $W_{ст.}$  — потери в сердечнике за один период в эргах на кубический сантиметр.

Размеры и форма петли гистерезиса, а следовательно, и характеристики магнитных усилителей сильно зависят от физических и технологических характеристик материалов сердечника.

Величина потерь на вихревые токи определяется различными факторами, частью которых можно управлять. Эти потери могут быть уменьшены путем увеличения электрического сопротивления мате-

риала, уменьшения толщины пластин сердечника и уменьшения размеров кристаллов [1.15].

Можно считать, что наиболее вредным проявлением вихревых токов является появление хорошо известного поверхностного эффекта, который заключается в том, что в течение большей части цикла перемагничивания внутренние слои каждой пластины намагничиваются значительно слабее, чем поверхностные [1.16]. Поэтому любой из описанных выше способов уменьшения вихревых токов служит также для ослабления поверхностного эффекта.

В сердечниках, собранных из пластин с оптимальными свойствами, сводящими влияние вихревых токов к минимуму, другим источником потерь могут быть токи, протекающие между пластинами. Эти токи могут сильно препятствовать улучшению магнитных свойств сердечника. Поэтому каждая отдельная пластина должна быть изолирована от соседних соответствующим изоляционным слоем, который не ухудшает магнитные свойства и заметно не влияет на коэффициент заполнения сердечника. В качестве изоляционных материалов могут быть использованы: бумага, некоторые эластичные запекаемые эмали, неорганические материалы, такие, как окиси, силикаты и фосфаты.

## § 7. Введение в современную теорию магнетизма

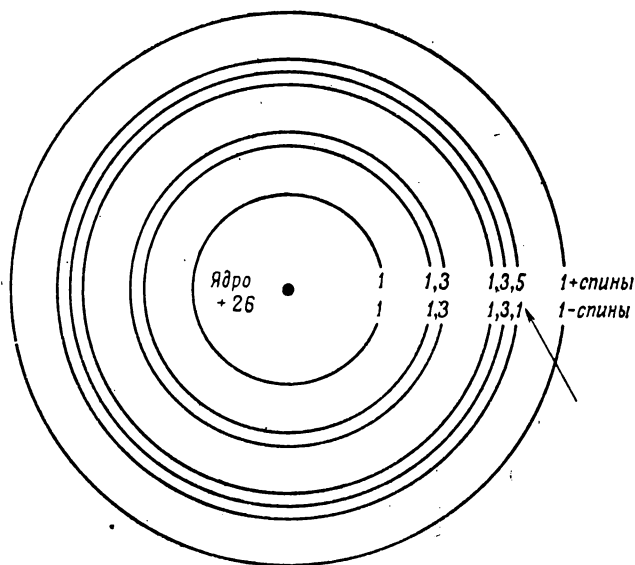
Необходимыми предпосылками для изучения ферромагнетизма в настоящее время являются положения о спине электрона и о критических атомных расстояниях. Объяснение магнитных явлений также основывается на представлении о совместном действии совокупностей молекул, так называемых доменов, и о силах взаимодействия между кристаллами, отнесенных к преобладающим размещениям атомов в кристаллических решетках металла. Эти соображения являются современными, хотя известно, что еще Ампер почти 100 лет назад, рассматривая влияние круговых токов в молекуле, представил ее в виде элементарного магнетика, что качественно подтверждено современной теорией. Современная теория магнетизма изложена в работах [1.11], [1.17]—[1.20] и [1.36].

## § 8. Спин электрона

Понятие спина электрона является основным для объяснения основ ферромагнетизма. Считается, что атом состоит из положительно заряженного ядра, вокруг которого по орбитам движутся электроны. Каждый из этих электронов, вращаясь вокруг оси, проведенной через его центр, обладает спином, ориентированным в одном из двух возможных направлений. Вся система имеет некоторое сходство с движением планет нашей солнечной системы. Поскольку электрон является частицей с отрицательным электрическим зарядом, или является просто отрицательным зарядом, его движение по орбите создает определенный

магнитный момент. Однако такие моменты так малы, что они почти не влияют на ферромагнитные свойства материала.

Так как вся материя состоит из атомов, имеющих описанные выше свойства, то требуется дальнейшая детализация для объяснения, почему некоторые элементы являются ферромагнитными, а другие



	+	-	Избыточные
	спины	спины	спины
Cr	4	0	4
Mn	5	0	5
Fe	5	1	4
Co	5	2	3
Ni	5	3	2
Cu	5	5	0

Фиг. 11. Электронные оболочки в атоме железа.

нет. На фиг. 11 изображена идеализированная картина положений электронных орбит или оболочек атома железа.

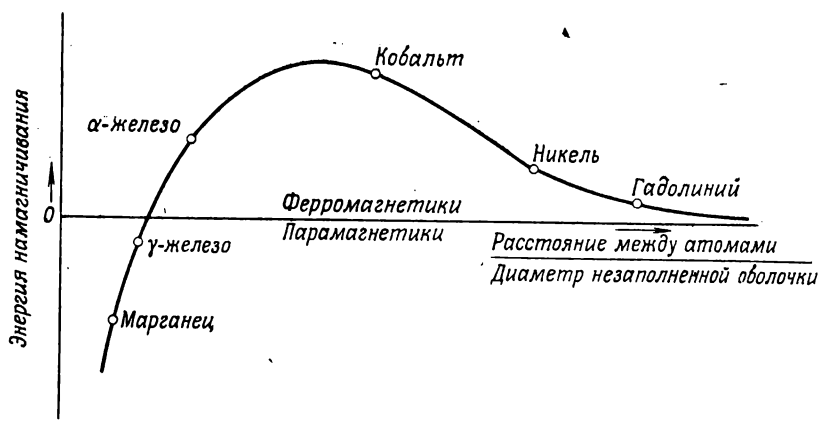
Следует отметить, что на всех оболочках спины электронов скомпенсированы, кроме оболочки, предшествующей внешней или валентной орбите. Отсутствие компенсации спинов электронов в предпоследней оболочке обуславливает ферромагнетизм. Изменение знака или величины намагничивания ферромагнитных материалов связано с изменениями в направлении спина электронов на нескомпенсированных орбитах. Можно заметить, что у железа число избыточных спи-



нов равно 4, у кобальта — 3, у никеля — 2. Эти металлы являются ферромагнитными. Однако марганец, стоящий в периодической системе перед железом, имеет 5 избыточных спинов, но не обладает ферромагнитными свойствами. Поэтому должны быть приведены дополнительные условия существования ферромагнетизма.

### § 9. Обменные силы взаимодействия между атомами [1.21], [1.22]

Отсутствия компенсации спинов электронов в одном атоме еще недостаточно для появления ферромагнетизма. Ферромагнетизм возникает вследствие существования между атомами взаимодействия особого рода, так называемого обменного взаимодействия электронов. Квантовая механика показывает, что это взаимодействие порождается электростатическими силами. Силы взаимодействия стремятся к нулю для разобренных атомов, но достигают большой величины при ориентировании спинов параллельно друг другу, если расстояние между атомами мало. Однако при критическом атомном расстоянии эти силы



Фиг. 12. Критерий появления ферромагнетизма.

опять становятся равными нулю, и при этом ферромагнетизм перестает существовать. Тесное сближение атомов также создает большие силы взаимодействия, но спины будут ориентированы антипараллельно.

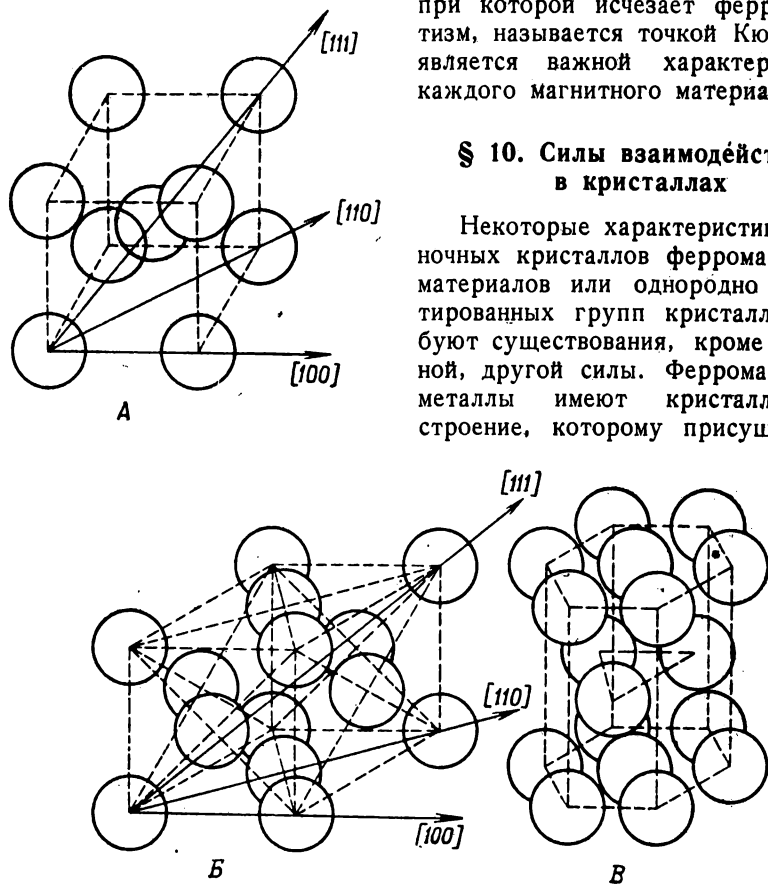
Критические атомные расстояния являются функцией как расстояния между атомами, так и диаметра орбит, на которых нет компенсации спинов электронов [1.23]. В ферромагнитных материалах атомное расстояние должно быть в 1,5 раза больше диаметра нескомпенсированной орбиты. Это условие исключает из ряда магнитных материалов марганец, но включает гадолиний (фиг. 12). Очевидно, что незначительное смещение атомов марганца в их кристаллической решетке искусственными способами должно сделать марганец

ферромагнитным, что и осуществляется в ряде сплавов, в том числе в материале для постоянных магнитов — силманале, сплаве серебра с марганцем и алюминием.

Параллельная ориентация атомных магнетиков нарушается, и материал перестает быть ферромагнитным, когда температура магнитного материала достигает такой величины, что энергия теплового движения равна или превышает величину обменной энергии. Температура, при которой исчезает ферромагнетизм, называется точкой Кюри. Она является важной характеристикой каждого магнитного материала.

### § 10. Силы взаимодействия в кристаллах

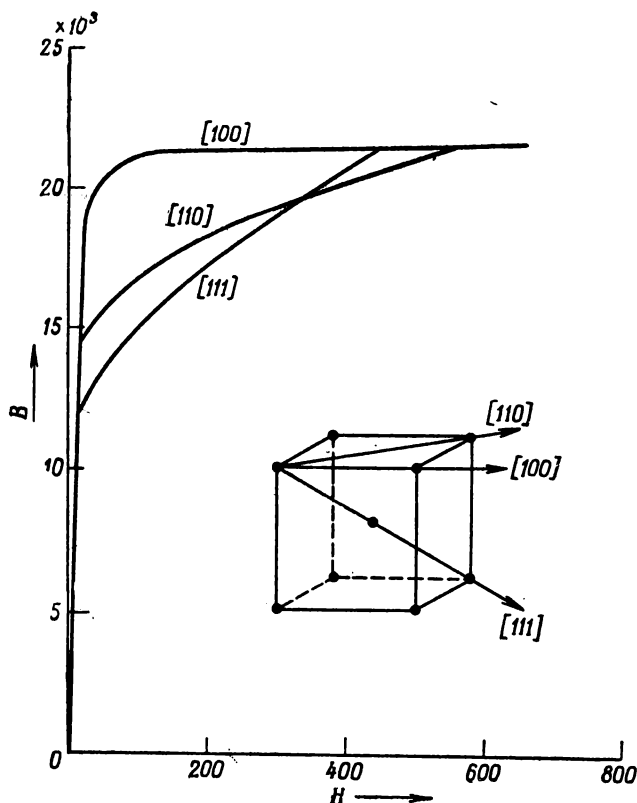
Некоторые характеристики отдельных кристаллов ферромагнитных материалов или однородно ориентированных групп кристаллов требуют существования, кроме обменной, другой силы. Ферромагнитные металлы имеют кристаллическое строение, которому присуще пра-



Фиг. 13. Структура кристаллических ячеек железа (А), никеля (Б), кобальта (В).

вильное расположение атомов в каждом кристалле, характеризующееся периодической повторяемостью в трех направлениях. Основой такого правильного расположения является единичная ячейка кристаллической решетки [1.26].

В железе и его сплавах единичной ячейкой является куб с атомом в каждой вершине и одним атомом в центре куба (фиг. 13, А). Подобная структура кристаллической решетки имеет три главных оси: одна, отмеченная по системе Мюллера знаком  $[100]$ , направлена вдоль ребра куба, другая — по диагонали грани куба  $[110]$  и

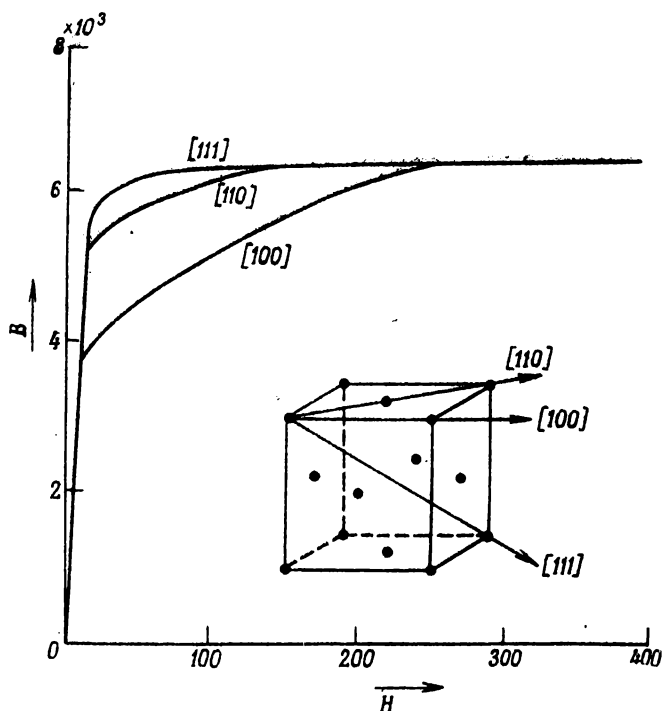


Фиг. 14. Структура кристаллической решетки атома железа и его типичные кривые намагничивания.

третья — по диагонали куба  $[111]$ . Каждое обозначение определяет три координаты в прямоугольной системе координат, оси которой совпадают с ребрами единичной ячейки. Например,  $[100]$  означает, что  $X_1 = 1$ ,  $Y_1 = 0$ ,  $Z_1 = 0$ .

Единичная ячейка никеля и его сплавов имеет кубическую структуру с теми же кристаллографическими осями, с атомом в каждой вершине и одним атомом, расположенным в центре каждой грани куба (фиг. 13, Б). Решетка железа обычно называется кубической объемноцентрированной решеткой, а никеля — кубической гранецентрированной. Кобальт имеет гексагональную ячейку [1.27] (фиг. 13, В).

Все атомы кристаллических решеток благодаря различным движениям их электронов могут рассматриваться как миниатюрные магнитики. Эти магнитики воздействуют друг на друга чисто магнитным путем подобно действию группы магнитных стрелок. Благодаря этим магнитным силам внутри кристаллической решетки при приложении внешнего намагничивающего поля ориентация спинов электронов по



Фиг. 15. Структура кристаллической решетки никеля и его типичные кривые намагничивания.

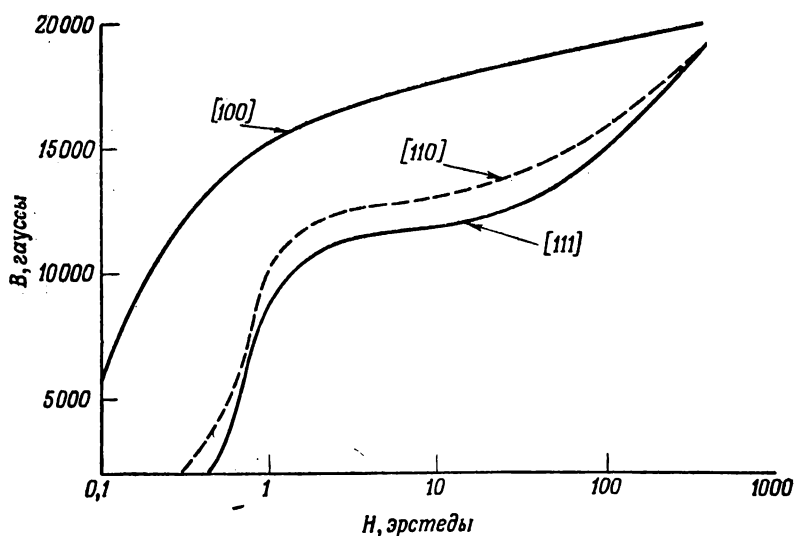
некоторым направлениям достигается легче, чем по другим [1.17]. Результирующая неоднородность магнитных свойств по различным кристаллографическим направлениям называется магнитной анизотропией.

Кривые намагничивания одиночного кристалла чистого железа вдоль главных кристаллографических осей [1.28] показаны на фиг. 14, а для никеля — на фиг. 15. Можно заметить, что для железа направление наиболее легкого намагничивания совпадает с направлением ребра куба [100], направление диагонали грани [110] является направлением среднего, а диагонали куба [111] — направлением наиболее трудного намагничивания. Для никеля порядок является обратным.

Хотя эти данные были получены на образцах одиночных кристаллов, те же соотношения существуют для поликристаллических систем, все кристаллы которых ориентированы параллельно.

## § 11. Ориентация зерен

На фиг. 16 представлены кривые намагничивания поликристаллического образца холоднокатаной кремнистой стали ( $3\% \text{ Si}$ ) типа гайперсил (транкор, силектрон, коросил), подвергнутой термической

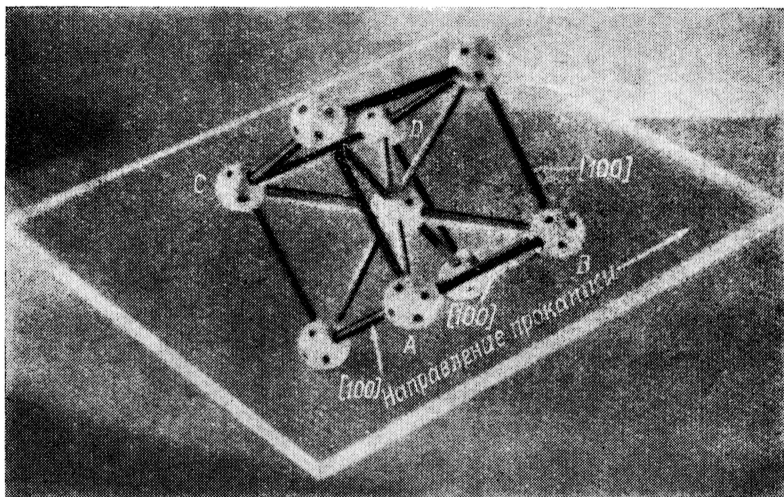


Фиг. 16. Кривые намагничивания, снятые параллельно трем кристаллографическим осям текстурированного сплава железа с кремнием ( $3\% \text{ Si}$ ).  $[100]$  — направление легкого намагничивания,  $[110]$  — направление средней трудности намагничивания,  $[111]$  — направление трудного намагничивания.

обработке. Кривые сняты для направлений, параллельных трем кристаллографическим осям кристаллов, имеющих высокую степень однородности ориентации. Структура кристаллической решетки показана на фиг. 17, где направление легкого намагничивания  $[100]$  ( $AB$  или  $CD$ ), параллельное направлению прокатки, лежит в плоскости листа. Направление средней трудности намагничивания  $[110]$  совпадает с  $AC$  и  $BD$ , направление трудного намагничивания  $[111]$  расположено приблизительно под углом  $55^\circ$  к направлению прокатки и показано диагоналями  $AD$  и  $BC$ . Для того чтобы использовать все преимущества текстурированного материала, сердечники должны изготавливаться таким

образом, чтобы направление потока совпадало с направлением легкого намагничивания.

Железоникелевые сплавы обладают интересными особенностями. Так, в сплавах типа пермаллой (78% Ni, 22% Fe) нельзя выделить направления легкого намагничивания [1.30]. В сплавах с содержанием 50% Ni и 50% Fe, таких, как дельтамакс, перменорм, пермерон,

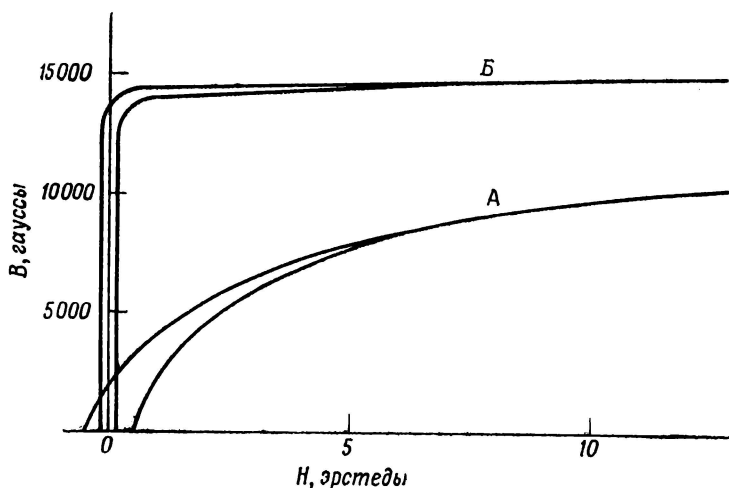


Фиг. 17. Структура кристаллической решетки текстурованной кремнистой стали.

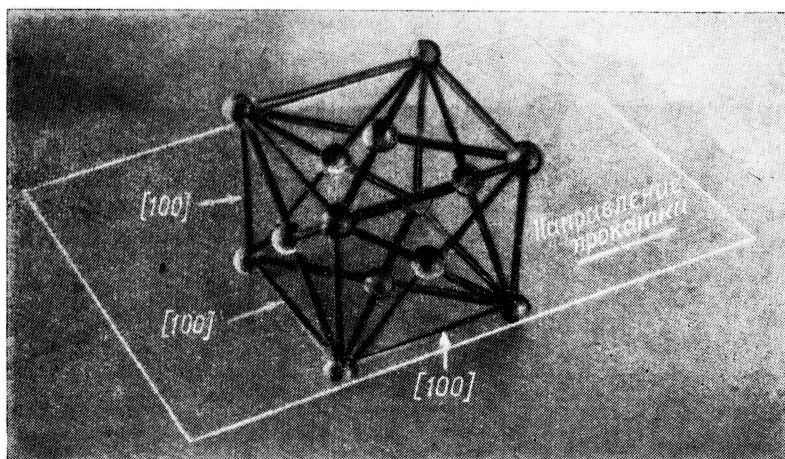
ортонол, ортоник, направление легкого намагничивания совпадает с ребром куба [100], в то время как направление наиболее трудного намагничивания совпадает с направлением диагонали грани куба [110] [1.31].

На фиг. 18 изображены верхние части петель гистерезиса, снятых на поликристаллических образцах сплава, состоящего из 50% Ni и 50% Fe, причем один образец был полностью изотропным, а в другом имелась высокая степень ориентации кристаллов в направлении легкого намагничивания [100]. Как видно из фиг. 18, преимущества текстурованных материалов заключаются в сужении петли гистерезиса, более высоких значениях дифференциальной проницаемости, а также в более остром колене при больших значениях индукции. Структура кристаллической решетки текстурованного железоникелевого сплава показана на фиг. 19. Следует отметить, что в противоположность железокремнистому сплаву железоникелевый сплав имеет не одно, а два направления легкого намагничивания [100] в

плоскости листа: одно — параллельное направлению прокатки, другое — под углом  $90^\circ$  к нему. Для получения лучших результатов



Фиг. 18. Статические петли гистерезиса для образцов сплава, содержащего 50% Ni и 50% Fe. Ленты толщиной 0,05 мм, подвергнутые одинаковой термической обработке. А — для изотропного образца, Б — для анизотропного образца. Измерения проводились параллельно направлению [100].

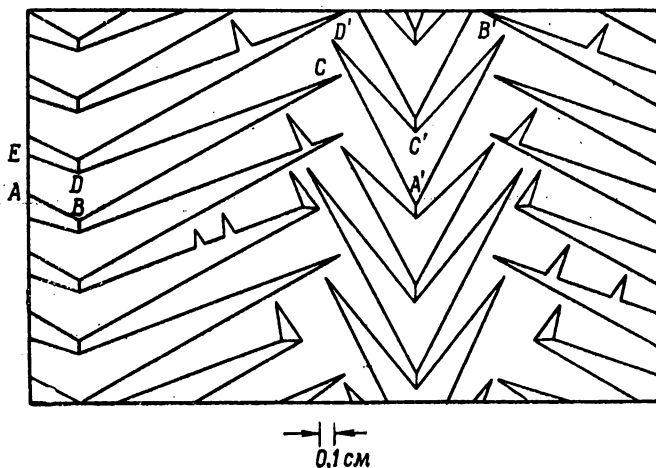


Фиг. 19. Структура кристаллической решетки текстурованного сплава, состоящего из 50% Ni и 50% Fe.

направление потока в сердечнике должно быть параллельно какому-либо из двух направлений легкого намагничивания [100].

## § 12. Домены и типы процессов намагничивания [1.32]

Все ферромагнитные материалы состоят из огромного количества областей, называемых доменами, в каждом из которых спины электронов ориентированы параллельно друг другу и которые, следовательно, намагничены до насыщения в некотором направлении. Когда результирующий вектор всех этих направлений самопроизвольной намагниченности доменов равен нулю, внешний магнитный поток отсутствует, и говорят, что образец ненамагничен.



Фиг. 20. Домены на поверхности листа кремнистой стали.

Исследования [1.33] подтвердили истинность доменной структуры магнитных материалов (фиг. 20) и установили ее связь с направлениями легкого намагничивания в кристалле. Например  $ABCDE$  представляет собой один домен,  $A'B'C'D'$  — другой домен на поверхности образца кремнистой стали. Эти исследования показали также, что векторы самопроизвольной намагниченности доменов ненамагниченого образца ориентированы не беспорядочно, а строго параллельно различным направлениям легкого намагничивания кристалла. Сумма всех этих векторов равна нулю.

Если к предварительно размагниченному образцу приложить небольшое намагничивающее поле, то будет происходить медленный рост тех доменов, направления векторов намагниченности которых ближе всего к направлению приложенного поля, за счет уменьшения размеров доменов с иной ориентацией векторов намагниченности. Этот вид намагничивания имеет место в области  $0-I$  (см. фиг. 1).

При дальнейшем увеличении внешнего поля имеет место другой процесс намагничивания, который характеризуется резкой переори-



ентацией магнитных моментов доменов в том направлении легкого намагничивания, которое ближе всего к направлению приложенного поля. Этот вид намагничивания имеет место на участке 1—2 (см. фиг. 1). Хотя кривая намагничивания, снятая обычным методом, выглядит совершенно сглаженной, в действительности поток возрастает скачками. Скачки вызываются внезапной переориентацией доменов, о которой упоминалось выше; это явление называется эффектом Баркгаузена.

Приложение очень сильных внешних намагничивающих полей постепенно изменяет направления векторов намагниченности доменов от направления легкого намагничивания кристалла до тех пор, пока при индукции насыщения  $B_s$  все спины домена не будут ориентированы параллельно приложенному полю (область 2—3, фиг. 1).

### § 13. Прямоугольные петли гистерезиса

С помощью доменной теории можно объяснить особенно важные свойства текстурованных магнитных материалов, в которых оси легкого намагничивания параллельны приложенному полю. В этих материалах под влиянием внешнего поля все домены мгновенно устанавливаются параллельно приложенному полю. Это по существу означает, что боковые стороны петли гистерезиса становятся вертикальными, и достижение колена кривой намагничивания происходит одновременно с наступлением насыщения. Статическая петля гистерезиса становится прямоугольной (см. фиг. 18, Б). Материалы сердечников, обладающие такой формой петли, называются материалами с прямоугольной петлей гистерезиса.

Существует также другой метод получения прямоугольных петель гистерезиса, при котором не требуется определенная ориентация кристаллов. Прямоугольность петли некоторых магнитных материалов, таких, как 65%-ный пермаллой или сплав железа с 6% Si, достигается медленным охлаждением в магнитном поле. Существующие мнения относительно причин этого эффекта разделяются. Одни [1.35] считают, что выравнивание областей с различными магнитными свойствами при наличии магнитного поля во время охлаждения ускоряется, что вызывает ориентацию доменов. Более раннее объяснение относится к магнитострикции и рассматривается в следующем параграфе. Следует отметить, что при подобной ориентации требуемые магнитные свойства достигаются безотносительно к направлению прокатки во время технологического процесса.

### § 14. Магнитострикция

Магнитострикция — магнитное явление, известное уже около 100 лет. Оно выражается в изменении размеров магнитного материала под влиянием внешнего поля и является следствием изменения равновесия между действиями магнитных и упругих сил внутри кристалла.

Для ряда практических целей магнитострикционные изменения размеров можно считать линейными и параллельными напряженности приложенного поля.

Следствием магнитострикции является изменение магнитных свойств под действием механических напряжений, приложенных к ферромагнитным материалам [1.34]. По величине своего воздействия эти напряжения могут рассматриваться наряду с напряженностью поля и температурой в качестве одного из первостепенных факторов, вызывающих изменение магнитных свойств. На практике чисто механическим путем очень трудно создать полностью однородную деформацию материала благодаря наличию границ кристаллов и других нарушений структуры в металле. Оптимальная механическая деформация может быть вызвана медленным охлаждением ферромагнитного материала в магнитном поле от точки Кюри. При этой температуре определенные сплавы становятся пластичными и легко достигается нужное удлинение. Внешнее поле должно поддерживаться до тех пор, пока образец не остынет достаточно для того, чтобы предотвратить обратный процесс, когда поле будет снято.

Механизм, с помощью которого механические и магнитные напряжения воздействуют на магнитные свойства, состоит в управлении ориентацией доменов. Если магнитная анизотропия, созданная таким образом, ориентирует домены в направлениях, параллельных приложенным магнитным полям, материал будет проявлять наилучшие магнитные свойства в направлении, параллельном приложенному усилению. Во второй главе описывается применение этого принципа к различным магнитным материалам. Примером служит сплав дельта-макс, обладающий кристаллографической и магнитной анизотропией, а также 65%-ный пермаллой, который является изотропным материалом, но приобретает магнитную анизотропию после отжига в магнитном поле.

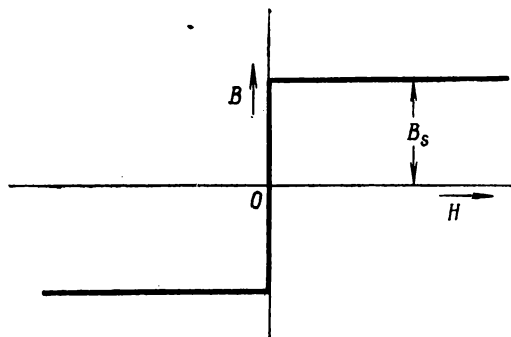
## МАГНИТНЫЕ МАТЕРИАЛЫ

### § 1. Характеристики материала

Идеальный материал для сердечников магнитных усилителей характеризуется прямоугольной кривой намагничивания (фиг. 21). Такой материал в действительности не существует, но можно приблизить свойства имеющихся материалов к идеальным, добиваясь:

1. Узкой динамической петли гистерезиса.

2. Высокой дифференциальной проницаемости на участке, расположенном ниже колена петли гистерезиса, и весьма малой дифференциальной проницаемости в ветвях, соответствующих насыщенному состоянию намагничиваемых материалов.



Фиг. 21. Идеальная кривая намагничивания материала для сердечников магнитных усилителей.

3. Резкого перехода между участками высокой и малой дифференциальной проницаемости.

4. Высокой индукции насыщения, особенно для устройств, где важен малый вес.

5. Намагничивания до насыщения в малых полях.

Эти положительные свойства материала должны быть полностью сохранены до окончательного выпуска изделия, так как это по существу определяет стабильность всего устройства. Требуемые магнитные

**Материалы для маг**  
**Магнитные свойства в постоян**

№	Материал	Химический состав (в весовых процентах)	Толщина, мм	Температура отжига, °С	Индукция насыще- ния $B_s$ , гаусс,
1	Кремнистая сталь лен- точная текстурован- ная <sup>1)</sup> . . . . .	97Fe, 3Si	0,36 0,36 0,051	1100 700 1100—1200	19 700 19 700 19 700
2	Кремнистая сталь лен- точная изотропная	97Fe, 3Si	0,63	875	19 700
3	50%-ный пермаллой, ленточный текстуро- ванный <sup>2)</sup> . . . . .	50Ni, 50Fe	0,127 0,051	1125 Охлаждение в магнит- ном поле <sup>3)</sup>	— 15 000
4	50%-ный пермаллой ленточный изотроп- ный <sup>4)</sup> . . . . .	49Ni, 51Fe	0,15—0,36	1125	15 500
5	Монимакс изотроп- ный . . . . .	50Fe, 47Ni, 3Mo	0,076 0,051	1100 1100	13 000 13 000
6	Монимакс текстуро- ванный . . . . .	50Fe, 47Ni, 3Mo	0,051	1075	13 000
7	Синимакс . . . . .	54Fe, 43Ni, 3Si	0,1	1100	10 500
8	65%-ный пермаллой магнитнотекстуро- ванный . . . . .	65Ni, 35Fe	0,076	1100 Охлаждение в магнит- ном поле <sup>3)</sup>	13 650
9	Муметалл . . . . .	75Ni, 18Fe, 5Cu, 2Cr	0,36	1100	6 500
10	Молибденовый пермал- лой . . . . .	79Ni, 17Fe, 4Mo	0,025	1100	8 800

Таблица 1

нитных усилителей  
ных полях и другие данные

Напряженность поля $H_s$ для $B_s$ , эрстед	Максимальная процентность $\mu_m$ , гаусс/эрстед	Индукция $B_\mu$ , т при $\mu_m$ , гаусс	Коэффициентная сила $H_c$ , эрстед	Остаточная индук- ция $B_r$ от макси- мального значения индукции $B_m$		$B_\mu / B_s$	$B_r / B_s$	Удельное сопро- тивление $\rho$ , мком.см	Удельный вес $\gamma$ , г/см <sup>3</sup>
				$B_r$ , гаусс	$B_m$ , гаусс				
800	60 000	7 500	0,10	13 500	15 500	0,38	0,69	50	7,65
800	5 000	8 500	2,0	13 500	14 300	0,43	0,69	50	7,65
800	12 200	8 000	0,4	12 700	15 000	0,41	0,64	45	7,65
1 400	5 000	7 400	1,0	8 400	15 000	0,38	0,43	50	7,65
—	—	—	0,16	13 300	14 100	—	—	50	8,25
15	125 000	13 000	0,08	14 700	15 500	0,85	0,95	50	8,25
100	68 000	5 500	0,1	5 800	10 000	0,35	0,37	50	8,2
200	34 500	4 000	0,12	7 600	10 000	0,31	0,58	65	8,25
200	17 500	4 000	0,20	7 500	12 200	0,31	0,58	65	8,25
100	90 000	12 000	0,10	12 700	13 400	0,92	0,98	65	8,25
200	34 000	4 300	0,08	4 700	10 000	0,41	0,45	85	7,9
150	400 000	9 000	0,02	11 100	12 600	0,66	0,81	25	8,45
50	105 000	1 800	0,015	2 400	5 000	0,27	0,36	60	8,5
25	80 000	5 300	0,035	4 200	5 000	0,60	0,41	55	8,7

№	Материал	Химический состав (в весовых процентах)	Толщина, мм	Температура отжига, °С
11	Супермаллой . . . . .	79Ni, 16Fe, 5Mo	0,025 0,36	1300 Охлаждение с критиче- ской ско- ростью <sup>5)</sup>
12	Перминвар . . . . .	43Ni, 34Fe, 23Co	0,36	1000 Охлаждение в магнит- ном поле <sup>6)</sup>
13	Молибденовый пер- минвар . . . . .	34Ni, 34Fe, 29Co, 3Mo	0,025	1000 Охлаждение в магнит- ном поле <sup>6)</sup>
14	Пермендюр магнитно- текстурованный . . .	50Fe, 50Co	Прессованный порошок	1400 Охлаждение в магнит- ном поле <sup>6)</sup>
15	Ванадиевый пермендюр	50Fe, 48Co, 2V	0,25	800
16	Ферриты <sup>7)</sup> . . . . .	MeFe <sub>2</sub> O <sub>4</sub> Me-двувалент- ный металл	Прессованный порошок	1000—1400

<sup>1)</sup> Сплавы этого типа носят названия: гайперсил, транкор, силектрон, коросил.

<sup>2)</sup> Сплавы носят названия: дельтамакс, перменорм, пермерон, ортонол, ортоник.

<sup>3)</sup> Охлаждение с точки Кюри производится в магнитном поле 10—20 эрстед.

<sup>4)</sup> Сплавы носят названия: никаллой, гиперник, 4750, конперник и т. д.

<sup>5)</sup> Критическая скорость охлаждения в интервале температур 600—300° С.

<sup>6)</sup> Выдержка 1,5 часа при 900° С в магнитном поле 20 эрстед; после чего производится

<sup>7)</sup> Неопубликованные данные Вильсона (см. также [2.20]).

характеристики лучше всего получаются на анизотропных материалах, таких, как одиночные кристаллы или поликристаллические системы, все кристаллы которых ориентированы параллельно друг другу (так называемые текстурованные материалы — материалы с преимущественной ориентацией кристаллов или зерен).

Основными материалами, применяемыми в магнитных усилителях, являются текстурованная кремнистая сталь, изотропные и анизотропные сплавы, содержащие 50% Ni и 50% Fe, сплавы с высоким содержанием никеля типа муметалла и ферриты — неметаллические

Продолжение табл. 1

Индукция насыщения $B_s$ , гаусс	Напряженность поля $H_s$ для $B_s$ , эрстед	Максимальная проницаемость $\mu_m$ , гаусс/эрстед	Индукция $B_r$ , т при $H_m$ , гаусс	Козеритивная сила $H_c$ , эрстед	Остаточная индукция $B_r$ от максимального значения индукции $B_m$		$B_r/B_s$	$B_r/B_s$	Удельное сопротивление $\rho$ , мком·см	Удельный вес $\gamma$ , г/см <sup>3</sup>
					$B_r$ , гаусс	$B_m$ , гаусс				
7 900	10	250 000 920 000	4 000 2 600	0,004	3 400	5 000	0,33	0,43	65 65	8,8 8,8
15 650	20	150 000	—	0,07	15 600	15 650	—	0,995	20	8,3
15 200	20	72 000	—	0,19	14 500	15 200	—	0,95	52	8,45
22 400	100	—	—	0,7	19 000	22 400	—	0,85	7	8,3
22 200	600	4 500	13 500	2,0	10 300	15 000	0,59	0,46	40	8,15
4 500	—	3 400	1 300	0,04	—	1 000	0,35	—	10 <sup>8</sup> —10 <sup>8</sup>	4,7

быстрое охлаждение.

магнитные материалы с высоким электрическим сопротивлением. Магнитные свойства сердечников могут быть улучшены путем охлаждения их от точки Кюри в магнитном поле для того, чтобы образовать магнитную текстуру — лучший тип анизотропии, при которой изменение направления потока происходит путем изменения ориентации доменов на 180 вместо 90°.

Важнейшие свойства магнитных материалов представлены в табл. 1. Рекомендации по использованию этой таблицы приведены в § 11 этой главы.

## § 2. Текстурованные (анизотропные) сплавы железа с кремнием

Материалы этого типа выпускаются под следующими названиями: селектрон, транкор, гайперсил, коросил.

Магнитная анизотропия практически была сначала получена в железокремнистых сплавах, изготовленных в виде холоднокатаной ленты [2.1], [2.2]. Этот магнитный материал, свойства которого обусловлены высокой степенью ориентации кристаллов в определенном направлении, нашел теперь очень широкое применение [2.3], [2.4]. Требуемые качества достигаются тщательно контролируемой выплавкой стали и определенной последовательностью холодной прокатки и термической обработки. Термообработка для повышения качества этого материала проводится при температуре 900—1200°С. В процессе термообработки кристаллографическая текстура деформации, созданная холодной прокаткой, переходит в текстуру рекристаллизации, в которой преобладающая ориентация кристаллов такова, что направление легкого намагничивания по ребру куба совпадает с направлением прокатки (фиг. 17).

Скорость образования текстуры с преимущественной ориентацией оси легкого намагничивания вдоль направления прокатки в процессе термической обработки невелика, так что цикл термообработки должен быть достаточно длительным. Для защиты стали от воздействия химических реакций, продукты которых могут создавать нежелательные напряжения в материале, отжиг должен проводиться во всех случаях в атмосфере химически чистого инертного газа или электролитического водорода. С целью исключения влияния атмосферы печи отжигаемый материал должен помещаться в контейнер из малоуглеродистой стали. Для того чтобы избежать спекания отдельных листов стали друг с другом в процессе отжига, они должны быть покрыты тугоплавким порошком, таким, как доломиты магния, алюминия или кальция, которые наносятся в сухом виде или в виде водного раствора.

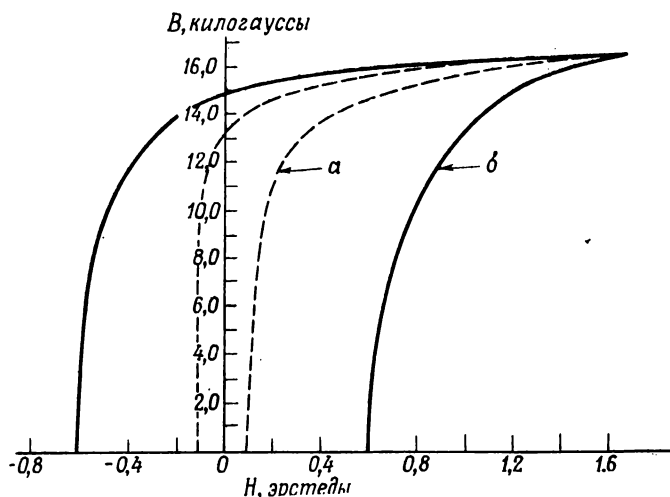
Этот тип текстурованного материала лучше всего используется для изготовления тороидальных витых сердечников. Обмотка при этом наносится на тороидальный сердечник непосредственно или может быть намотана заранее на каркасы, которые имеют обычную форму, применяемую в П-образных сердечниках (фиг. 206). В последнем случае витой сердечник прямоугольной формы пропитывается лаком и разрезается дисковой пилой. После этого обе половины сердечника могут просто соединяться при любых конструкциях катушек [2.5]. Загрязнения металла на плоскостях стыка могут быть удалены электролитически или еще лучше уничтожены срезанием при пониженных температурах.

Термическая обработка сердечников и штампованных пластин должна проводиться после всех видов механической обработки, создающих напряжения. Если материал подвергается напряжениям после отжига, то эти напряжения могут быть значительно уменьшены



дополнительным отжигом при температуре от 800 до 875°C, предпочтительно в водородной среде. Лента из этого материала обычно поставляется полностью отожженной, поэтому нужно заботиться только об отжиге для снятия остаточных напряжений.

Текстурованная кремнистая сталь обычно выпускается в лентах толщиной 0,36 мм, но может быть изготовлена и толщиной от 0,025 до 0,63 мм при полном сохранении свойств. В более тонких лентах хорошие магнитные свойства достигаются только при специальной технологии изготовления [2.14], [2.15], поэтому стоимость тонких лент



Фиг. 22. Верхние части петель гистерезиса для отожженной ленты толщиной 0,36 мм из текстурованной кремнистой стали. Направление потока совпадает с направлением легкого намагничивания.

$\alpha$  — статическая петля;  $\delta$  — динамическая петля, снятая при синусоидальном напряжении частотой 60 гц.

выше, и для ряда применений цена их может оказаться сравнимой с ценой некоторых железоникелевых сплавов. Ниже приведены данные для ленты текстурованной кремнистой стали толщиной 0,051 мм. Благодаря своей относительно низкой стоимости кремнистая сталь в ленте любого размера является весьма желательным материалом для различных целей. Она обладает очень хорошими механическими свойствами, так как пластична и имеет гладкую поверхность, что важно при наборе пластин в сердечники. Кремнистая сталь легко штампуются, хорошо обрабатывается на станках и может свариваться.

Свойства холоднокатаной текстурованной ленты после отжига при небольшой температуре порядка 700—750°C значительно хуже свойств, получаемых при полном развитии текстуры, однако низкотемпературный отжиг отличается дешевизной и простотой.

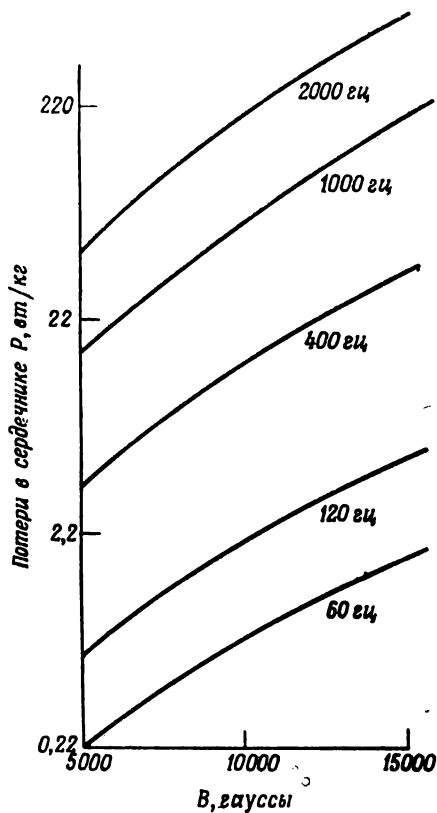
Описанные ниже свойства текстурованной кремнистой стали являются типичными для полностью отожженного материала толщиной 0,36 мм и определены на лентах в направлении, параллельном направлению прокатки.

**Химический состав.** В производстве стали обычно стремятся довести до минимума количество примесей в материале. Типичный химический анализ сплава во время разлива плавки: C — 0,03%; Mn — 0,06%; S — 0,025%; P — 0,02%; Si — 3,25%; Ni — 0,1%; Cr — следы; Al — 0%; Cu — 0,1%; Sn — 0,01%; Fe — остальное.

**Электрические свойства.** Удельное сопротивление  $50 \times 10^{-6}$  ом·см при 25° С, температурный коэффициент сопротивления 0,00085 на 1° С при 20° С.

**Механические свойства.** Предел прочности 42 кг/мм<sup>2</sup>, предел текучести на срез 56 кг/мм<sup>2</sup>, предел пропорциональности 32 кг/мм<sup>2</sup>, удлинение 10—20% на 2 дюйма, удельный вес 7,65 г/см<sup>3</sup>.

**Термические свойства.** Продольная проводимость при 25° С: 0,21 Вт/° С·см.



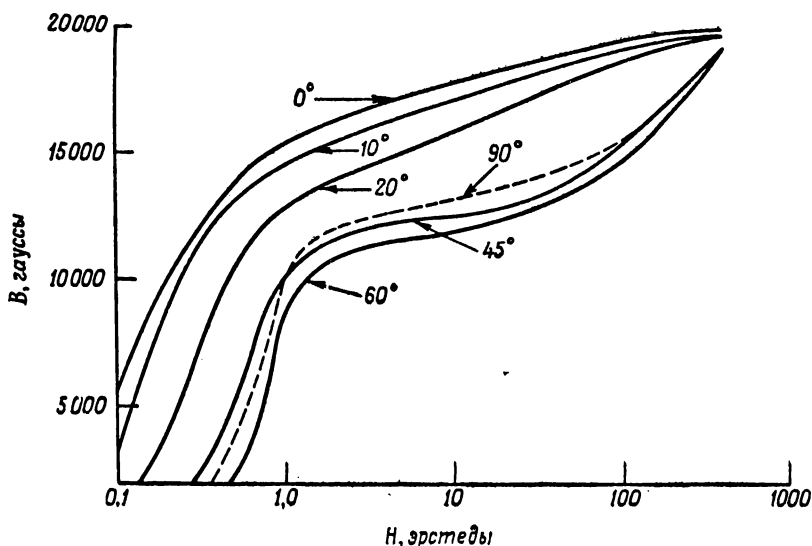
Фиг. 23. Кривые потерь в сердечнике при разных частотах для ленты текстурованной кремнистой стали толщиной 0,36 мм, измеренные в направлении прокатки.

**Магнитные свойства.** Характеристики полностью отожженной ленты из текстурованной кремнистой стали толщиной 0,36 мм приведены в табл. 1 и на фиг. 22. Потери в сердечнике при разных величинах индукции и разных частотах до 2000 Гц представлены на фиг. 23. Так как эта кремнистая сталь является строго анизотропным материалом и обладает только одним направлением легкого намагничивания, то даже при относительно малых углах отклонения от оси легкого намагничивания наблюдается резкое

ухудшение магнитных свойств. На фиг. 24 показано влияние ориентации зерен на намагничивание в постоянном поле ленты текстурованной кремнистой стали. При измерении под углом 10° к направлению прокатки ленты наблюдается увеличение потерь в сердечнике

в переменном поле при 60 гц на 10% и при углах от 45 до 90° на 300%.

Тонкие ленты текстурованной кремнистой стали, полученные с помощью специальной технологии на стане холодной прокатки



Фиг. 24. Кривые намагничивания текстурованной кремнистой стали, измеренные под различными углами к направлению прокатки ленты.

Сендзимир [2.7] или аналогичном ему, имеют магнитные характеристики [2.18] на постоянном токе, приведенные в табл. 1.

### § 3. Текстурованный сплав 50% Ni — 50% Fe

Важнейшим магнитным железоникелевым сплавом, отличающимся очень хорошими свойствами, является холоднокатаный сплав 50% Ni — 50% Fe [2.4], носящий названия: дельтамакс, пермерон, перменорм, ортонол или ортоник. Этот сплав можно получить в виде тонкой ленты холодного проката толщиной 0,20 мм и меньше. Конечная степень холодного обжатия ленты составляет  $\sim 98\%$ . В результате воздействия сильных напряжений материал рекристаллизуется при относительно низких температурах, становится мелкозернистым и приобретает высокую степень текстуры. При этом ориентация кристаллов такова, что в плоскости ленты располагаются два направления легкого намагничивания: одно параллельно, а второе перпендикулярно направлению прокатки (см. фиг. 19).

Снятие наклепа от прокатки для получения наилучших магнитных свойств требует очень высокой температуры отжига. Однако при

некоторой температуре, которая изменяется от партии к партии и зависит от химического состава металла, происходит вторичный рост кристаллов с неблагоприятной ориентацией. Оптимальные качества ленты из железоникелевого текстурованного сплава получаются при температуре отжига, несколько меньшей температуры вторичного роста кристаллов. Максимальная температура отжига обычно лежит около  $1125^{\circ}\text{C}$ . При отжиге материал закладывается в контейнеры, и отжиг производится в химически чистом водороде.

Два взаимно перпендикулярных направления легкого намагничивания, имеющиеся в этом материале, позволяют использовать его в виде Ш-, I-, Г- и П-образных штампованных пластин, а также в виде тороидальных витых сердечников. Перед отжигом штампованные пластины должны быть покрыты слоем тугоплавкого порошка ( $\text{Al}_2\text{O}_3$ ,  $\text{MgO}$  и др.). При изготовлении витых сердечников лента может быть покрыта тонким сплошным слоем суспензии из окиси магния. С этой целью лента пропускается между резиновыми роликами с желобками для равномерного распределения покрытия и регулирования его плотности. После нанесения покрытия лента высушивается. Менее удовлетворительным, но более быстрым процессом является навивка сердечников из влажной ленты с последующей просушкой.

Очень эффективным методом получения однородных слоев изоляции на тонких лентах является покрытие катафорезом [2.9]. В этом случае заряженные коллоидальные частицы, взвешенные в летучей органической жидкости (например, в ацетоне), наносятся на поверхность ленты при помощи электрического поля. Механизм нанесения аналогичен процессу, происходящему в ионизированных растворах во время электролиза. Лента передвигается непрерывно через катафорезную ванну, причем обе стороны одинаково покрываются неорганической пленкой толщиной около  $2,5 \text{ мк}$ , а летучий носитель испаряется при обдувании ленты горячим воздухом после выхода ее из ванны.

Тороидальные сердечники должны навиваться на оправку, обладающую таким же, как и лента, коэффициентом расширения. Это необходимо для исключения напряжений от сжатия при охлаждении в процессе отжига. Чувствительность этого магнитного материала к механическим напряжениям требует, чтобы при использовании сердечников (тороидальных и наборных) они помещались в пластмассовый или фибровый каркас или, в случае больших размеров сердечников, в кожух из немагнитного металла. В настоящее время еще неизвестен удовлетворительный органический лак для пропитки сердечника, который сделал бы его жестким и устранил необходимость в немагнитных каркасах. Обычно материалы для пропитки создают ощутимые напряжения в сердечнике, которые значительно изменяют магнитные характеристики.

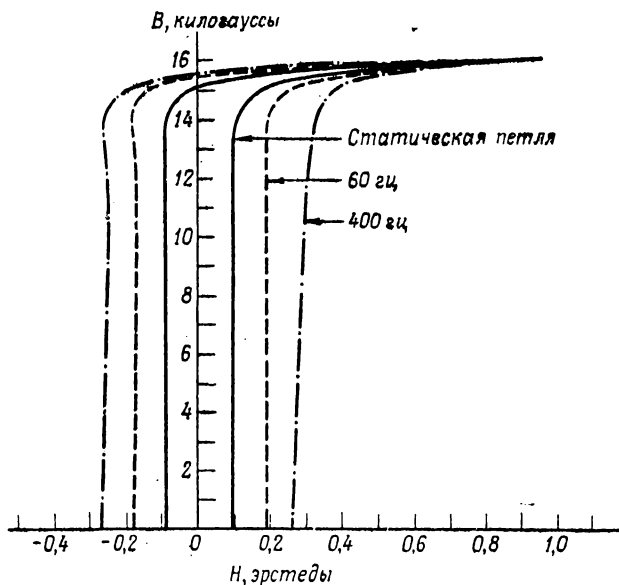
Правильно изготовленные сердечники из рассматриваемого анизотропного железоникелевого сплава обладают весьма прямоугольной петлей гистерезиса, что обусловлено только кристаллографической

текстурой. Перегрев сплава при отжиге, сопровождающийся ростом кристаллов с неблагоприятной ориентацией, ведет к скруглению вершин петли. В этом случае первоначальные свойства можно восстановить установлением магнитной текстуры, для чего сердечник нагревается до точки Кюри и затем медленно охлаждается в магнитном поле величиной более 10 эрстед.

Свойства ленты анизотропного сплава 50% Ni — 50% Fe, описанные ниже, типичны для материала, подвергнутого обычной обработке для получения оптимальных свойств.

**Химический состав.** Благодаря высоким требованиям к этому материалу в отношении химической чистоты плавка обычно производится в электрической плавильной печи. Характерный анализ следующий: Ni — 48%; Co — 0,5%; C — 0,01%; Mn — 0,5%; P — 0,015%; S — 0,01%; Si — 0,1%; Al — следы; Cr — 0%; Cu — 0%; Mo — 0%; Fe — остальное.

**Электрические свойства.** Удельное сопротивление  $50 \cdot 10^{-8}$  ом·см при 25°С. Температурный коэффициент сопротивления (от 25 до 100°С) 0,00328 на 1°С.



Фиг. 25. Петли гистерезиса сплава дельтамакс, лента толщиной 0,051 мм. Направление потока совпадает с одним из двух направлений легкого намагничивания. Динамические петли сняты при синусоидальном напряжении.

**Магнитные свойства.** На фиг. 25 изображены типичные статическая и динамические прямоугольные петли гистерезиса сплава дельтамакс.

В табл. 1 приведены магнитные свойства ленты толщиной 0,051 и 0,127 мм кристаллографически текстурированного сплава 50% Ni—50% Fe; подобные результаты получаются и для лент толщиной от 0,2 до 0,02 мм. Эти толщины являются практически предельными для рассматриваемого материала. Так как для получения кристаллографической текстуры необходимо создавать очень большие холодные обжатия, то верхний предел толщины ленты определяется невозможностью холодной прокатки очень толстых пластин в начале процесса прокатки. Нижние пределы толщины обусловлены практически ограничениями прокатки сверхтонких лент на существующих прокатных станах, а также ухудшением магнитных свойств таких лент.

#### § 4. 65%-ный пермаллой с магнитной текстурой

Из двойных железоникелевых сплавов, используемых в производстве магнитных усилителей, вторым по важности является сплав, содержащий 65% никеля, обычно называемый 65%-ным пермаллоем. Этот сплав характеризуется тем, что в нем кристаллографическая анизотропия не сопровождается магнитной анизотропией и поэтому в противоположность ранее рассмотренному 50%-ному сплаву он не улучшает магнитных свойств при высокой степени кристаллографической текстуры. Чрезвычайно высокие магнитные свойства этого материала обеспечиваются магнитной анизотропией, которая достигается с помощью охлаждения в магнитном поле.

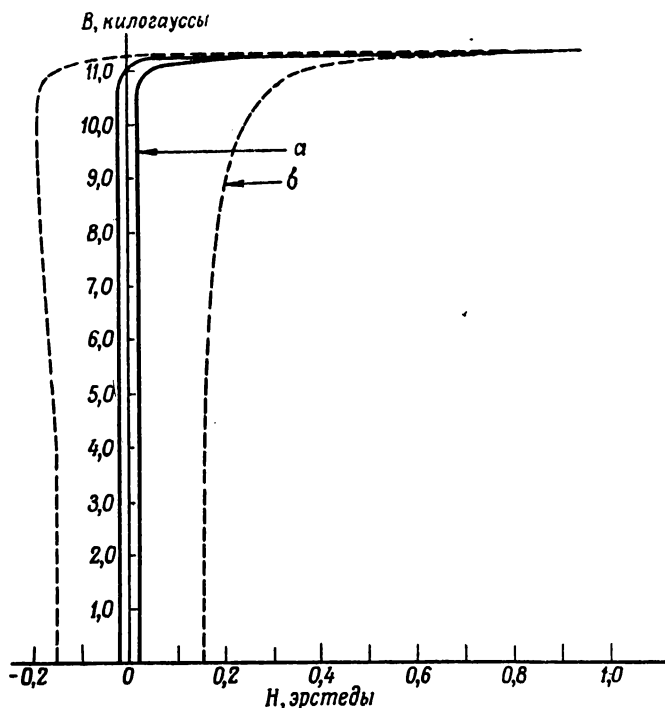
Изготовление и термообработка сердечников из ленты 65%-ного пермаллоя осуществляются точно по инструкциям, данным выше для сердечников из текстурированного сплава 50% Ni—50% Fe. Нормальный отжиг должен производиться при температуре 1100°C в чистом водороде, причем материал помещается в сварной контейнер для изоляции его от атмосферы печи. После охлаждения сердечник должен снова нагреваться в атмосфере водорода до температуры порядка 650°C или выдерживаться при этой температуре в течение первого цикла охлаждения, во время которого необходимо включить поле величиной 10 эрстед. Это поле должно поддерживаться до тех пор, пока контейнер не охладится до 250°C. Свойства типичных образцов этого сплава отмечены в табл. 1, а петли гистерезиса показаны на фиг. 26.

#### § 5. Изотропный сплав 50% Ni—50% Fe

Этот материал, носящий названия: никаллой, гиперник, 4750 и конперник [2.10], обычно производится в виде холоднокатаной ленты и не имеет заметной анизотропии, хотя и не является полностью изотропным. В связи с этим изотропный сплав используется для сердечников магнитных усилителей, где желательны обычные штампо-

ванные сердечники. Материал имеет относительно высокую стоимость, а также требует дорогостоящей термической обработки. Этот сплав является устойчивым против коррозии.

Оптимальные магнитные характеристики получаются при отжиге в химически чистом водороде при температуре около  $1100^{\circ}\text{C}$ . Материал помещается в сварной контейнер из малоуглеродистой или тугоплавкой стали. Для того чтобы предотвратить спекание полос друг



Фиг. 26. Петли гистерезиса 65%-ного пермаллоя, лента толщиной 0,051 мм.

*a* — статическая петля; *b* — динамическая петля, снятая при синусоидальном напряжении частотой 60 гц.

с другом во время отжига, их поверхности должны быть слегка припудрены инертным тугоплавким порошком. Так как магнитные свойства этого материала после отжига очень чувствительны к механическим напряжениям, то отожженные сердечники не должны подвергаться никаким механическим воздействиям.

После отжига поверхность железоникелевых сплавов остается блестящей и светлой. Такие поверхности мало препятствуют прохождению вихревых токов от одной пластины к соседним, поэтому

необходима тонкая поверхностная изоляция из бакелитовых лаков или неорганических пленок для получения полноценных магнитных характеристик полностью изготовленных сердечников.

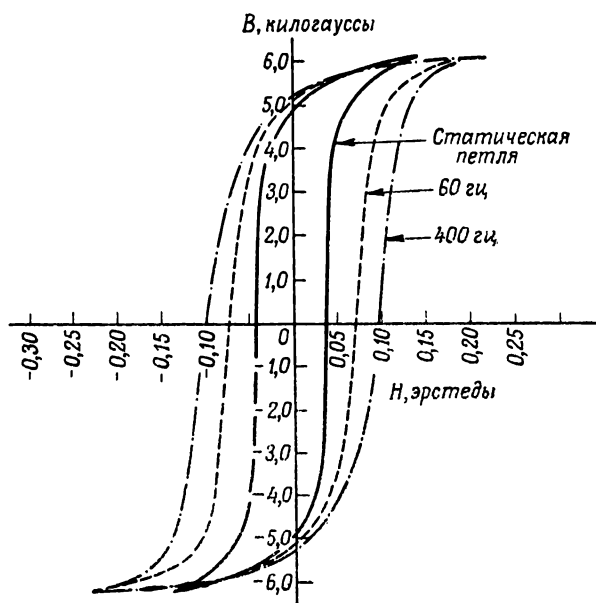
Описанные ниже свойства ленты из изотропного сплава 50% Ni — 50% Fe типичны для промышленных материалов.

**Химический состав.** Номинальный состав следующий: Ni—49%; Mn—0,5%; Si—0,3%; Al—0,15%; C—0,03%; S—0,01%; P—0,01%; Fe—остальное.

**Магнитные свойства.** Данные, приведенные в табл. 1, получены для ленты толщиной 0,36 мм. Подобные результаты можно получить для лент толщиной 0,15 мм.

## § 6. Молибденовый пермаллой

Молибденовый пермаллой является вариантом хорошо известного сплава 78% Ni — 22% Fe (пермаллой), содержащим 4% Mo. Он характеризуется значительно большим удельным электрическим сопротивлением по сравнению с исходным сплавом, а его магнитные свойства



Фиг. 27. Петли гистерезиса молибденового пермаллоя, лента толщиной 0,025 мм. Динамические петли сняты при синусоидальном токе.

достигаются более простой термической обработкой. Сплавы такого состава обладают исключительными магнитными свойствами, даже



когда они изготовлены в виде лент толщиной около 6 *мк*. Этот сверхтонкий материал должен прокатываться с помощью специальных агрегатов [2.11], которые предусматривают электролитическое осаждение толстых слоев меди на тонкую ленту сплава, прокатку полученной ленты и последующее удаление меди соответствующими химическими средствами, после чего получается магнитный материал в виде тонкой, как папиросная бумага, ленты.

Молибденовый пермаллой был получен сначала как материал с высоким удельным электрическим сопротивлением для применения в слабых полях высокой частоты, например для широкополосной телефонии и импульсных трансформаторов [2.11], [2.12]. Он характеризуется совокупностью малых величин кристаллографической анизотропии и магнитострикции, что обеспечивает максимальные значения начальной проницаемости. Характеристики сплава приведены в табл. 1 и на фиг. 27.

### § 7. Супермаллой [2.13]

Супермаллой — сплав типа пермаллой — подобен молибденовому пермаллоу, но содержит 50% Мо и отличается значительно меньшим содержанием примесей, чем большинство технических сплавов. Как видно из фиг. 28, этот материал имеет предельно узкую петлю гистерезиса. Другие свойства супермаллой указаны в табл. 1.

Специфические магнитные свойства супермаллой должны быть отнесены в большой степени за счет образования упорядоченной атомной решетки и отсутствия химических напряжений. Для достижения оптимального упорядочения решетки материал должен быть выдержан в течение определенного времени при температуре между 400 и 500°С или должен быть охлажден с критической скоростью между 600 и 300°С. Цикл охлаждения весьма сложен и включает: 1) охлаждение печи до 600°С; 2) охлаждение со скоростью 20°С в час до 540°С; 3) охлаждение со скоростью 5°С в минуту до 400°С; 4) извлечение из атмосферы водорода и быстрое охлаждение в воздухе до комнатной температуры.

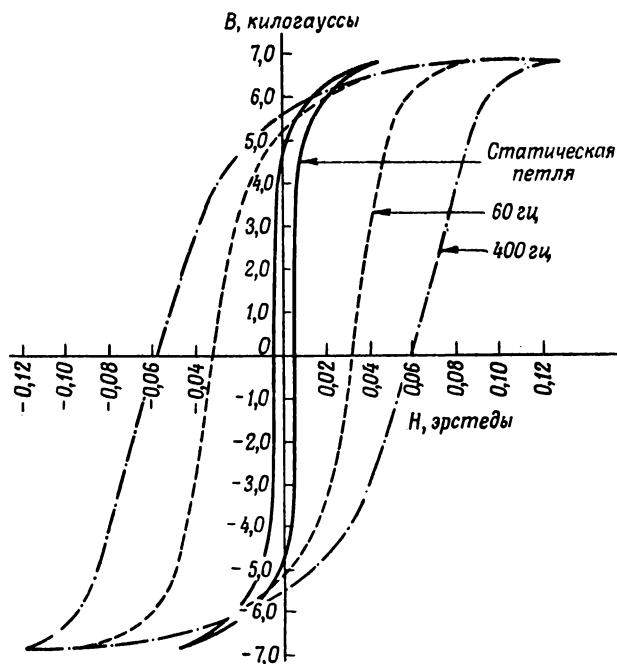
### § 8. Муметалл

Муметалл является по существу вариантом пермаллой, и магнитные свойства его достигаются более простым режимом отжига по сравнению с 78%-ным железоникелевым сплавом. Муметалл также имеет более высокое удельное электрическое сопротивление. Наиболее распространены ленты толщиной от 0,18 до 0,06 *мм*.

Для получения и сохранения оптимальных магнитных характеристик муметалл после окончания всех механических операций должен отжигаться при высокой температуре (1100°С) в непрерывном потоке сухого водорода. В процессе отжига следует избегать загрязнения металла кислородом, серой и углеродом; это по существу означает,

что все контейнеры для отжига и другие детали должны быть свободны от этих элементов перед отжигом муметалла.

Во время отжига для предотвращения спекания пластины или витые сердечники должны быть пропудрены порошком чистой окиси



Ф и г. 28. Петли гистерезиса супермаллоя, лента толщиной 0,1 мм. Динамические петли сняты при синусоидальном токе.

алюминия или другой тугоплавкой изоляцией. Отжиг должен производиться в атмосфере химически чистого сухого водорода с точкой росы по меньшей мере — 50 С. После отжига с сердечниками следует обращаться осторожно для сохранения присущей им высокой магнитной проницаемости.

**Химический состав.** Муметалл выплавляется в электродуговой печи плавкой весом в одну тонну со следующим химическим анализом: Ni — 74—78%; Cu — 4—5%; Cr — 1,5—2%; Mn — 0,75%; Si — 0,4%; Al — 0,2%; C — 0,03%; S и P — следы; Fe — остальное.

**Электрические свойства:** удельное сопротивление  $60 \cdot 10^{-8}$  ом·см при 25°С. **Механические свойства.** Предел прочности 60 кг/мм<sup>2</sup>, предел текучести 23 кг/мм<sup>2</sup>, удлинение 40% на 2 дюйма. После отжига в водороде при 1100°С: предел прочности 45 кг/мм<sup>2</sup>, предел текучести 13 кг/мм<sup>2</sup>, удлинение 27% на 2 дюйма, удельный вес 8,5 г/см<sup>3</sup>.

**Магнитные свойства.** Магнитные свойства холоднокатаной ленты муметалла в постоянных полях после отжига, измеренные вдоль направления прокатки, указаны в табл. 1. Приведенные данные соответствуют материалу толщиной от 0,36 до 0,51 мм и несколько изменяются от образца к образцу, причем многие образцы могут иметь значительно лучшие показатели, чем приведенные. Петли гистерезиса показаны на фиг. 4—7.

### § 9. Синимакс и монимакс

Свойства этих железоникелевых сплавов приведены в табл. 1.

### § 10. Ферриты

Ферриты [2.16] — неметаллические материалы, являющиеся неорганическими солями кислоты  $\text{HFeO}_2$  и имеющие формулу  $M\text{Fe}_2\text{O}_4$ , где  $M$  — двухвалентный металл. Многие из таких ферритов кристаллизуются в кубической системе.

Все ферриты, за исключением цинковых и кадмиевых, магнитны в большей или меньшей степени. Смеси немагнитных ферритов с магнитными могут быть составлены для снижения точки Кюри до  $300^\circ\text{C}$  и соответственного уменьшения до минимума энергии взаимодействия между элементарными магнитами и кристаллической решеткой с целью получения высокой проницаемости. Подобные смеси ферритов положительной и отрицательной магнитострикции образуют состав, имеющий нулевую магнитострикцию, — важное условие для получения высокой проницаемости и малых потерь на гистерезис.

Ферритовые сердечники определенной формы и размеров могут быть изготовлены стандартными методами порошковой металлургии путем их прессования и последующего спекания. Для получения лучших результатов используемые необработанные окислы должны быть химически чистыми, а окись железа ( $\text{Fe}_2\text{O}_3$ ) должна быть активизирована нагревом до  $1000^\circ\text{C}$  перед добавлением ее к смеси. Смесь должна выдерживаться в течение 2 час. при  $900^\circ\text{C}$  в кислороде, после чего она размалывается в железной шаровой мельнице. Полученный порошок поступает в прессование.

Прессованные сердечники отжигаются при температуре между  $1000$  и  $1400^\circ\text{C}$  в кислороде и медленно охлаждаются для создания однородной структуры и состава, а также для получения минимальных внутренних напряжений. Отожженные сердечники могут быть отшлифованы или отполированы, если их размеры не совсем соответствуют заданным.

Следует отметить, что применение ферритов не разрешает полностью проблемы высокочастотных сердечников. Хотя потери на вихревые токи близки к нулю, а гистерезисные потери могут быть весьма малыми, наличие потерь все-таки проявляется в определенных

остаточных воздействиях. Исследования, направленные к уменьшению этих остаточных потерь и увеличению используемого диапазона частот, показывают, что это может быть получено только ценой уменьшения проницаемости. Верхний предел достигнутой таким образом частоты равен  $40 \cdot 10^6$  гц для никель-цинкового феррита, имеющего начальную проницаемость, равную 50, и не содержащего ионов железа.

Названия ферритов: феррокуб, феррамик и т. д.

*Химический состав.* Как было указано, кристаллы ферритов смешивают для сдвига точки максимальной проницаемости ближе к комнатной температуре и для получения минимальной магнитострикции. Желательно, чтобы феррит был сформован так плотно, как только это возможно при низких температурах.

*Электрические свойства.* Удельное электрическое сопротивление изменяется от малой величины  $10\,000 \cdot 10^{-8}$  ом·см (при 25° С) для магнетита ( $\text{Fe}_3\text{O}_4$ ) до  $10^5$  или  $10^7$  ом·см для смешанных ферритов, не содержащих ионов железа. Если следы ионов железа существуют (обычное явление из-за потери кислорода при отжиге), то удельное сопротивление обычно равно  $10^2$ — $10^4$  ом·см.

Для практических целей удельное сопротивление 100 ом·см является удовлетворительным для сердечников толщиной 1 см при рабочих частотах порядка  $10^6$  гц.

*Магнитные свойства.* Так как свойства ферритов значительно меняются в зависимости от состава и метода приготовления, то приводить магнитные характеристики без указания состава и технологии изготовления почти бесцельно. Данные, приведенные в табл. 1, относятся к некоторым лучшим образцам ферритов.

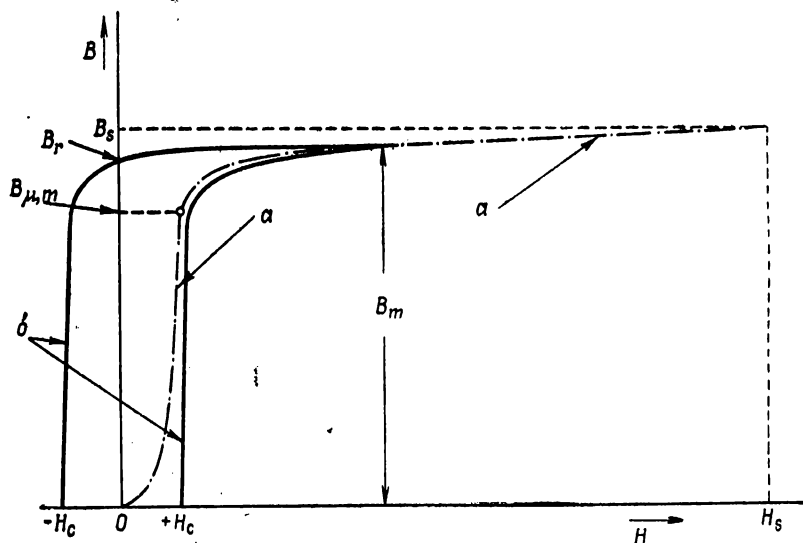
## § 11. Рекомендации по использованию табл. 1

Данные, включенные в эту таблицу, дают возможность проектировщику сделать предварительное определение пригодности материала для определенных целей. В табл. 1 приведены только статические свойства (на постоянном токе). Поскольку окончательный выбор материала должен основываться на его динамических свойствах, рекомендуется использовать таблицу для выбора нескольких наиболее обещающих материалов, после чего следует получить от изготовителя данные о динамических свойствах таких материалов.

На фиг. 29 показаны стандартная кривая намагничивания (подобная кривой, изображенной на фиг. 1) и верхняя часть статической петли гистерезиса. Нормальная магнитная проницаемость  $\mu$  кривой намагничивания равна отношению  $B/H$ .

Для высококачественных магнитных усилителей индукция  $B_{p, m}$ , при которой магнитная проницаемость максимальна, только немного меньше максимальной индукции, которая выбирается при проектировании усилителя. Материалы, имеющие большие величины  $B_{p, m}$ , используются в усилителях большой мощности.

Отношения  $B_{\mu, m}/B_s$  и  $B_r/B_s$  должны быть большими при использовании материалов в усилителях средней и большой мощности, так как они определяют индуктивность насыщения; малые величины этих отношений ограничивают мощность выхода и увеличивают эффекты коммутации (определения  $B_s$  и  $B_r$ , см. гл. 1, § 3,4). Величина  $B_s$  и



Фиг. 29. Кривая намагничивания (а) и статическая петля гистерезиса (б).

соответствующая ей  $H_s$  вместе с величинами  $B_{\mu, m}$  и  $B_r$  дают возможность проектировщику подсчитать остаточную индуктивность в области насыщения. Эти подсчеты, основанные на статических испытаниях, достаточно точны для целей проектирования, так как статические и динамические петли почти совпадают в области насыщения. Если от магнитного усилителя требуется большое усиление, величина  $H_c$  должна быть малой, а  $\mu_m$  — большой.

Так как динамическая петля гистерезиса обычно несколько отличается от статической, окончательный выбор материала сердечника должен основываться на динамической петле, снятой при синусоидальной форме изменения магнитного потока при частоте, равной или близкой к рабочей.

## Глава 3

### МАГНИТНЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ

#### § 1. Введение

Для исследования магнитных материалов существует большое количество разнообразных приборов и средств измерительной техники [3.1], [3.14], [3.15]. В настоящей главе рассматриваются только такие способы измерений, которые имеют прямое отношение к проектированию магнитных усилителей, когда желательно знать точное соотношение между индукцией в сердечнике и напряженностью поля, создаваемого током обмотки сердечника. Однако это соотношение для общего случая не известно [19.6], поэтому приходится использовать менее общие, но легко получаемые данные, как, например, статические петли гистерезиса (гл. 2, § 11). Значительно важнее при проектировании иметь динамические петли гистерезиса, но снять их гораздо труднее. Динамические петли, симметричные или несимметричные, должны сниматься при условиях, тождественных рабочим условиям сердечников дросселей насыщения.

Кроме измерений статических (гл. 3, § 2) и динамических (гл. 3, § 3,4) петель, разработаны и другие методы испытания сердечников в условиях, тождественных рабочим условиям магнитных усилителей [3.16], [3.17] (см. также [19.7]). Большое значение имеет измерение тока намагничивания, описанное в гл. 16.

Следует отметить, что могут быть различия между испытаниями материалов и испытаниями сердечников. В первом случае результаты измерений определяются магнитными характеристиками только самого материала, во втором — материалом сердечника, наличием воздушных зазоров, механических напряжений и другими эффектами сборки.

Магнитные характеристики материалов лучше всего определять на тороидальных сердечниках. У таких сердечников магнитное сопротивление и приложенные ампервитки могут быть однородными во всех точках сердечника, равноудаленных от его центра. Кроме того, если радиальная ширина тороида равна или меньше одной десятой среднего диаметра тороида, то длина магнитного пути почти одинакова на всем поперечном сечении сердечника и, следовательно, во всем сердечнике обеспечивается однородное магнитное состояние,

Сердечник из материала с кристаллографической текстурой, навитый из ленты в форме тороида, очень похожей на часовую пружину, наиболее пригоден для определения характеристик такого материала. У сердечника, состоящего из большого числа витков, например более 10, направление потока практически совпадает с направлением ориентации кристаллов, т. е. используются оптимальные магнитные свойства материалов. Однако в подобном сердечнике существует малый воздушный зазор, длина которого равна расстоянию между двумя соседними витками, а площадь — произведению ширины ленты на длину одного витка. Для сердечников с числом витков меньше 10 этот воздушный зазор сказывается тем больше, чем меньше число витков.

Спирально навитый тороидаальный сердечник должен быть полностью отожен после навивки, причем соседние витки должны быть разделены очень тонким изолирующим и не создающим напряжений покрытием любого типа. Как упоминалось в гл. 1, механические напряжения в сердечнике ухудшают магнитные свойства и поэтому должны быть сведены до минимума.

На каждый сердечник обычно требуется намотать две обмотки, которые должны быть распределены по всей поверхности сердечника, для того чтобы обеспечить однородное намагничивание. Вторичная обмотка наматывается вместе с первичной, чтобы увеличить взаимосвязь обмоток, благодаря чему точность измерений повышается. Следует заботиться также о том, чтобы при наложении обмоток не создавались механические напряжения в сердечнике.

Тороидаальный сердечник может быть также сделан путем набора из отдельных штампованных колец магнитного материала. Преимуществом подобного сердечника является отсутствие какого-либо воздушного зазора. Этот метод эффективен только для изотропных материалов и непригоден для текстурованных, так как в последних направление потока не совпадает с ориентацией кристаллов.

## § 2. Определение статической петли гистерезиса при помощи баллистического гальванометра

Существуют гальванометры с подвижным магнитом и с подвижной катушкой. Последние более приемлемы для точных измерений и находят широкое применение для магнитных измерений. В гальванометрах, чувствительных к току, установившееся отклонение подвижной катушки прямо пропорционально установившемуся значению тока, протекающему через катушку [3.2], т. е.

$$\theta_{\infty} = A I_{\infty}, \quad (3.1)$$

где  $\theta_{\infty}$  — установившееся угловое отклонение катушки,  $I_{\infty}$  — установившееся значение тока в катушке,  $A$  — чувствительность гальванометра по току.

В подвижную катушку баллистического гальванометра подается короткий импульс тока, сообщающий толчок подвижной системе гальванометра. Максимальный отброс гальванометра пропорционален заряду, прошедшему через гальванометр, если импульс тока значительно короче периода колебания гальванометра [3.3], [3.4]. Выражение для периода свободного колебания гальванометра имеет следующий вид:

$$T_0 = 2\pi \sqrt{\frac{J}{c}}, \quad (3.2)$$

где  $J$  — момент инерции подвижной системы, а  $c$  — момент кручения нити подвеса катушки.

Предположим, что заряд протекает через катушку гальванометра в течение интервала времени от  $t_0$  до  $t_1$ , где  $t_1 - t_0 \ll T_0$ , и что вращающий момент  $M$ , стремящийся повернуть катушку, в каждый момент времени прямо пропорционален току  $i$  в катушке. Тогда

$$M = Ki, \quad (3.3)$$

где  $K$  — постоянная. Импульс момента сил, приложенный к подвижной системе, равен

$$\int_{t_0}^{t_1} M dt = \int_{t_0}^{t_1} Ki dt = Kq, \quad (3.4)$$

где  $q$  — полный заряд, проходящий через катушку за интервал времени от  $t_0$  до  $t_1$ .

С другой стороны, этот импульс должен равняться изменению момента количества движения подвижной системы, т. е.

$$\int_{t_0}^{t_1} M dt = J(\omega_f - \omega_0), \quad (3.5)$$

где  $J$  — момент инерции подвижной системы,  $\omega_f$  — установившееся значение угловой скорости после прохождения импульса тока,  $\omega_0$  — начальная угловая скорость. Так как  $\omega_0 = 0$ , то это выражение упрощается, принимая следующий вид:

$$\int_{t_0}^{t_1} M dt = J\omega_f = Kq. \quad (3.6)$$

Кинетическая энергия подвижной системы после импульса равна

$$W_k = \frac{1}{2} J\omega_f^2. \quad (3.7)$$

В момент достижения подвижной системой максимального отклонения  $\theta_m$  угловая скорость равна нулю. При отсутствии торможения



вся начальная кинетическая энергия подвижной системы будет превращаться в потенциальную энергию кручения нити подвеса. Эта потенциальная энергия равна

$$W_{\text{п}} = \int_0^{\theta_m} M_{\text{в}} d\theta = \int_0^{\theta_m} c\theta d\theta = c \frac{\theta_m^2}{2}, \quad (3.8)$$

где  $M_{\text{в}}$  — возвращающий момент,  $\theta_m$  — максимальное отклонение катушки,  $c$  — постоянная.

Из равенства

$$W_{\text{к}} = W_{\text{п}} \quad (3.9)$$

получим

$$\frac{1}{2} J \omega_f^2 = \frac{1}{2} c \theta_m^2. \quad (3.10)$$

Отсюда максимальная угловая скорость

$$\omega_f = \theta_m \sqrt{\frac{c}{J}}. \quad (3.11)$$

Подставляя (3.11) в равенство (3.6), получим

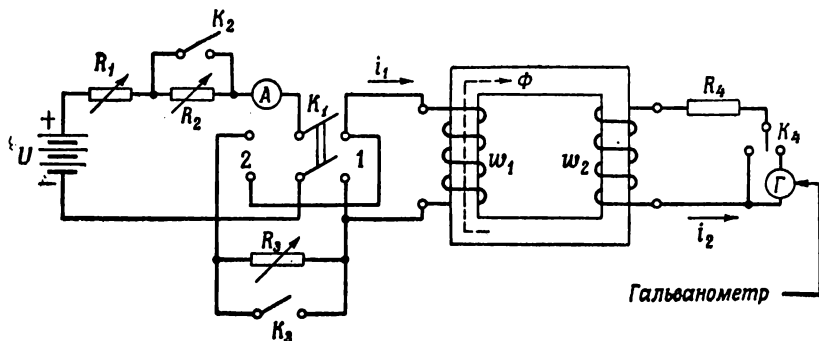
$$q = \sqrt{\frac{Jc}{K^2}} \theta_m. \quad (3.12)$$

Таким образом, максимальное отклонение рамки гальванометра прямо пропорционально количеству электричества, проходящему через катушку за промежуток времени от  $t_0$  до  $t_1$ . Важно отметить, что это выражение справедливо только для гальванометра без демпфирования его подвижной системы.

В ряде случаев применения баллистического гальванометра необходимо его градуировать. Градуировка производится при помощи разряда конденсатора известной емкости через рамку гальванометра и определения ее отклонения или с помощью катушки взаимной индуктивности без железного сердечника [3.5], [3.6].

Как указывалось выше, статическая петля гистерезиса выражает связь между магнитной индукцией и напряженностью поля в магнитном материале в постоянных полях. Схема для определения статической петли гистерезиса [3.5], [3.6] представлена на фиг. 30. Сердечник для наглядности изображен прямоугольным с отдельными обмотками. В действительности это спирально навитый тороид, обе обмотки которого наносятся совместно. Намагничивающая обмотка имеет  $w_1$  витков, измерительная —  $w_2$  витков. Постоянный намагничивающий ток  $I_1$  регулируется при помощи реостатов  $R_1$ ,  $R_2$  и  $R_3$ , а измеряется амперметром  $A$ . Величина и направление тока могут мгновенно изменяться с помощью ключей  $K_2$ ,  $K_3$  и рубильника  $K_1$ . Включение и выключение баллистического гальванометра во вторичной цепи осуществляется посредством переключателя  $K_4$ . Сопроти-

вление  $R_4$  является полным сопротивлением вторичной цепи, включающим в себя сопротивление гальванометра.



Фиг. 30. Схема для определения статической петли гистерезиса при помощи баллистического гальванометра.

При изменении намагничивающего тока  $i_1$  изменяется поток в сердечнике, и во вторичной обмотке при этом индуцируется электродвижущая сила

$$e_2 = \frac{w_2}{10^8} \frac{d\phi}{dt} = i_2 R_4. \quad (3.13)$$

Тогда изменение потока

$$\Delta\phi = \int_{\phi_1}^{\phi_2} d\phi = \frac{10^8}{w_2} \int_{t_1}^{t_2} e_2 dt \quad (3.14)$$

или

$$\Delta\phi = \frac{10^8 R_4}{w_2} \int_{t_1}^{t_2} i_2 dt = \frac{10^8 R_4 q}{w_2}. \quad (3.15)$$

Если предположить, что поток однородно распределен по сечению сердечника, то

$$\Delta B = \frac{\Delta\phi}{S_{\text{ст.}}} = \frac{10^8 R_4 q}{w_2 S_{\text{ст.}}}, \quad (3.16)$$

где  $S_{\text{ст.}}$  — площадь поперечного сечения сердечника, а  $\Delta B$  — изменение магнитной индукции в сердечнике. Таким образом, изменение индукции прямо пропорционально заряду, прошедшему через рамку гальванометра, и, следовательно, отклонению рамки гальванометра.

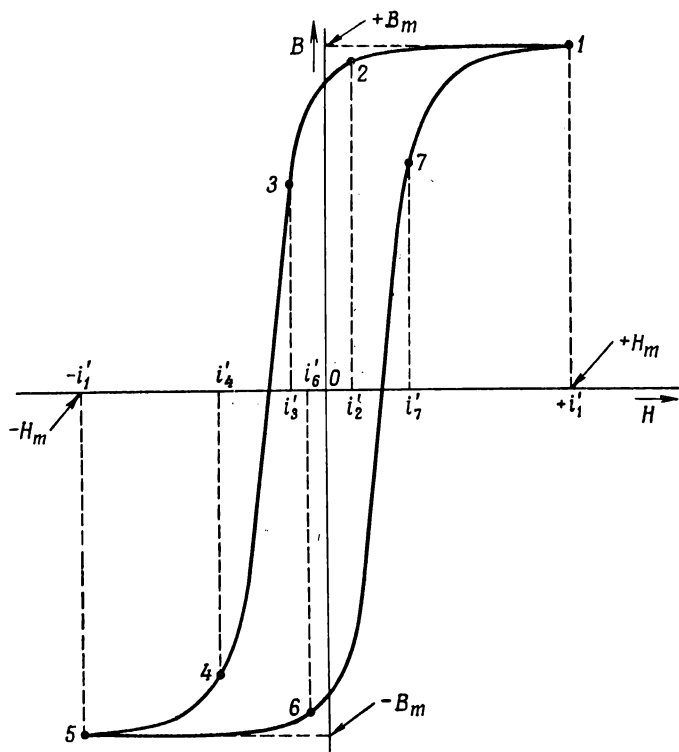
Напряженность поля  $H$  при любом заданном значении тока может быть подсчитана из следующего выражения:

$$H = \frac{0,4\pi w_1 i_1}{l_{\text{ст.}}}, \quad (3.17)$$

где  $l_{\text{ст.}}$  — средняя длина магнитного пути в сердечнике.

До начала измерений статической петли гистерезиса сердечник должен быть полностью размагничен. Размагничивание достигается включением большого намагничивающего тока  $i_1$ , достаточного для полного насыщения сердечника, и последующим постепенным уменьшением этого тока до нуля при помощи реостата  $R_1$  при одновременном непрерывном изменении его направления рубильником  $K_1$ . В течение процесса размагничивания ключ  $K_3$  должен оставаться замкнутым, а гальванометр должен быть выключен.

По окончании размагничивания устанавливается ток величиной  $i'_1$  (фиг. 31), соответствующей заданной максимальной индукции. При



Ф и г. 31. Статическая петля гистерезиса, снятая при помощи баллистического гальванометра.

выключенном гальванометре и замкнутых ключах  $K_2$  и  $K_3$  сердечник циклически перемагничивается с помощью рубильника  $K_1$ , который несколько раз переключают, после чего его оставляют в положении, соответствующем намагничивающему току  $+i'_1$ . Затем гальванометр включается в цепь, и направление намагничивающего тока изменяется рубильником  $K_1$ . Индукция в сердечнике при этом изме-

няется от  $+B_m$  до  $-B_m$ , или  $\Delta B = 2B_m$  для симметричной петли гистерезиса. Максимум напряженности поля  $\pm H_m$  можно подсчитать, пользуясь равенством (3.17). Значения  $\pm B_m$  и  $\pm H_m$  определяют конечные точки статической петли.

При последующем переключении рубильника  $K_1$  намагничивающий ток снова принимает значение  $+i'_1$ , после чего ключ  $K_2$  размыкают и уменьшают ток до значения  $i'_2$ . Отклонение гальванометра при этом позволяет определить изменение индукции

$$\Delta B = B_m - B_2. \quad (3.18)$$

Откуда

$$B_2 = B_m - \Delta B. \quad (3.19)$$

Напряженность поля, соответствующая току  $+i'_2$ , подсчитывается из равенства (3.17). Величины  $B$  и  $H$  для всех других точек на нисходящей части петли, например для точек 3 или 4, определяются таким же образом. Аналогично находятся значения  $B$  и  $H$  в точках 6 и 7 на восходящей части петли, причем нижний конец петли, точка 5, используется в качестве исходной.

Несмотря на быстрое изменение тока в начале переключения, его установившееся значение достигается асимптотически с очень малой скоростью. Поток в сердечнике устанавливается таким же образом. Поэтому в выбранной точке измерения как напряженность поля  $H$ , так и магнитная индукция  $B$  изменяются так медленно, что могут считаться статическими. Баллистический метод применим в любом случае измерения статической петли гистерезиса магнитного материала.

### § 3. Измерение динамической петли гистерезиса при помощи электронного осциллографа

Существует очень удобный метод измерения как симметричных, так и несимметричных динамических петель гистерезиса магнитных материалов при помощи электронного осциллографа [3.7]—[3.9]. Этот метод в отличие от других возможных методов [3.10] позволяет во время измерений визуально наблюдать динамические петли. Конечно, как и во всех методах измерения, следует принимать меры для того, чтобы измерительная схема не влияла на измеряемые магнитные свойства.

Схема для проведения измерений представлена на фиг. 32. Так же, как и на фиг. 30, для большей наглядности сердечник изображен прямоугольным с отдельными обмотками. В первичную цепь включены сопротивление  $R_1$  и амперметр  $A$ . Падение напряжения на  $R_1$  подается на зажимы горизонтального входа осциллографа. К вторичной обмотке подключены интегрирующая цепь  $RC$  и вольтметр  $V$ . Напряжение с конденсатора  $C$  подается на клеммы вертикального входа осциллографа.

Напряженность магнитного поля может быть легко определена, так как падение напряжения на сопротивлении  $R_1$  в любой момент времени пропорционально намагничивающему току  $i_1$ . Следовательно,

$$H = \frac{0,4\pi\omega_1 i_1}{l_{\text{ст}}}, \quad (3.20)$$

где  $l_{\text{ст}}$  — средняя длина магнитного пути, а

$$i_1 = \frac{u_R}{R_1}. \quad (3.21)$$

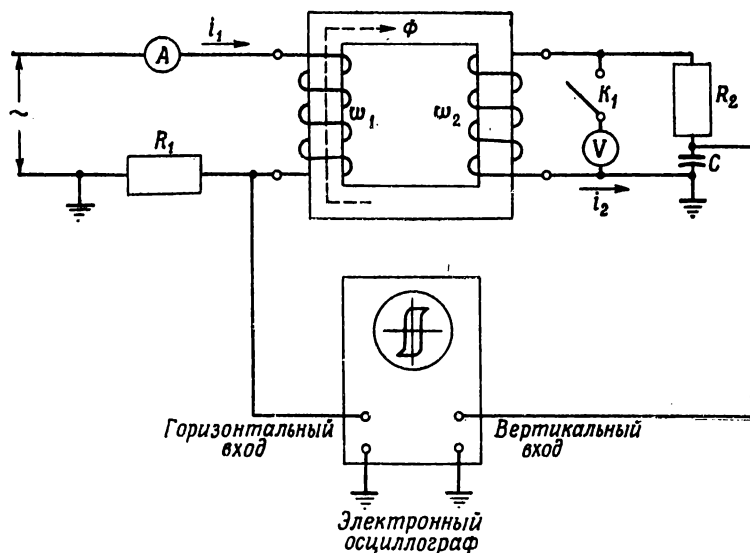
Тогда

$$H = \frac{0,4\pi\omega_1 u_R}{R_1 l_{\text{ст}}}. \quad (3.22)$$

или

$$u_R = \frac{R_1 l_{\text{ст}} H}{0,4\pi\omega_1}. \quad (3.23)$$

Таким образом, мгновенное значение падения напряжения на  $R_1$  прямо пропорционально мгновенному значению напряженности приложенного магнитного поля.



Фиг. 32. Схема для определения динамической петли гистерезиса при помощи электронного осциллографа.

Электродвижущая сила, индуцируемая во вторичной обмотке,

$$e_2 = \frac{\omega_2}{10^8} \frac{d\phi}{dt}, \quad (3.24)$$

где  $d\phi/dt$  — скорость изменения потока в сердечнике. При  $R_2 \gg 1/2\pi fC$  ( $f$  — частота перемagnetивания) ток вторичной цепи

$$i_2 = \frac{e_2}{R_2}, \quad (3.25)$$

где  $R_2$  — полное сопротивление вторичной цепи. Приемлемой величиной отношения  $R_2$  к  $1/\omega C$  считается отношение 250 : 1. Тогда падение напряжения на емкости  $u_C$  определяется соотношением

$$u_C = \frac{1}{C} \int_{t_0}^{t_1} i_2 dt = \frac{1}{R_2 C} \int_{t_0}^{t_1} e_2 dt. \quad (3.26)$$

Если равенство (3.24) подставить в (3.26), то в случае симметричной динамической петли получим следующее выражение для напряжения на емкости: -

$$u_C = \frac{w_2 \phi}{10^8 R_2 C}. \quad (3.27)$$

Если предположить, что поток равномерно распределен по сечению сердечника, т. е.  $\phi = BS_{\text{ст.}}$ , то

$$u_C = \frac{w_2 S_{\text{ст.}} B}{10^8 R_2 C}, \quad (3.28)$$

где  $S_{\text{ст.}}$  — активное сечение сердечника, а  $B$  — мгновенное значение индукции в сердечнике. Таким образом, мгновенное значение падения напряжения на емкости прямо пропорционально мгновенному значению индукции в сердечнике. Равенства (3.23) и (3.28) ясно показывают, что изображение, получающееся на экране осциллографа, является истинной динамической петлей гистерезиса материала сердечника, если только усилители осциллографа не вносят искажений.

Аналогично можно снять и несимметричную динамическую петлю. Так как величина потока, постоянного во времени, не будет получаться на экране осциллографа, то она может быть выявлена при помощи вертикального смещения луча осциллографа.

Чувствительность горизонтального входа осциллографа и его цепи можно определить следующим образом. Через первичную цепь пропускают синусоидальный ток и измеряют горизонтальное смещение луча  $d_r$  и силу тока  $I_1$  (в эффективных значениях). Тогда чувствительность  $S_r$  определится равенством

$$S_r = \frac{d_r}{\sqrt{2} I_1}. \quad (3.29)$$

Чувствительность вертикального входа можно определить путем измерения вольтметром  $V$  напряжения, вызывающего вертикальное смещение  $d_v$  при синусоидальном изменении потока в сердечнике. Интегрируя равенство (3.24) за половину периода, можно легко по-

казать, что максимальная индукция в сердечнике при этих условиях равна

$$B_m = \frac{10^8 U_2}{\sqrt{2\pi\omega_2} f S_{\text{ст}}}, \quad (3.30)$$

где  $f$  — частота измерения.

Тогда для чувствительности по вертикали получим следующее выражение:

$$S_B = \frac{d_B}{B_m} = \frac{\sqrt{2\pi\omega_2} f S_{\text{ст}} d_B}{10^8 U_2}. \quad (3.31)$$

Характеристики различных составляющих измерительной цепи определяют точность, с которой измеряется динамическая петля материала сердечника. Для магнитных усилителей с так называемым малым сопротивлением цепи управления поток имеет форму синусоиды или части синусоиды, поэтому поток в испытуемом сердечнике должен быть также синусоидальным. Отсюда следует, что для испытания сердечника должен применяться источник синусоидального переменного напряжения. Испытания сердечника должны проводиться на рабочей частоте магнитного усилителя. Однако форма намагничивающего тока при этом может заметно отличаться от синусоиды. Чтобы напряжение на обмотке испытуемого сердечника было синусоидальным, полное сопротивление, включенное последовательно с намагничивающей обмоткой сердечника, должно быть малым. Это означает, что внутреннее сопротивление источника переменного тока, сопротивление  $R_1$  и активное сопротивление намагничивающей обмотки должны быть минимальными. Содержание высших гармоник в кривой потока не должно превышать 10% [3.9].

С другой стороны, полное сопротивление интегрирующей цепи  $RC$  должно быть большим, чтобы уменьшить влияние нагрузки вторичной цепи на первичную. Чрезмерная нагрузка будет вызывать расширение измеряемой динамической петли подобно тому, как влияют на расширение петли вихревые токи в сердечнике. Исходя из этих соображений вольтметр во время измерения динамической петли должен быть отключен.

Если полосы пропускания горизонтального и вертикального усилителей осциллографа недостаточны, то могут иметь место искажения как по фазе, так и по амплитуде, и поэтому измеряемая динамическая петля будет снята с искажениями. Испытания материалов с прямоугольной петлей гистерезиса должны проводиться с особой тщательностью, так как в этом случае необходимо усиливать большее число гармоник.

Отставание по фазе, вносимое горизонтальным усилителем, может привести к искажению динамической петли выше колена кривой намагничивания. Для материалов с прямоугольной петлей гистерезиса должны быть усилены без заметных искажений по фазе и амплитуде все гармоники до 20-й. Чрезмерное отставание по фазе на низких

частотах вызывает наклон вертикальных сторон динамической петли. Кроме того, амплитуда напряжений, подаваемых на вход горизонтального усилителя, должна быть ограничена по величине, чтобы не вызвать перегрузки усилителя.

Отставание по фазе, вносимое вертикальным усилителем, должно быть как можно малым. Чрезмерный фазовый сдвиг на низкой частоте может привести к искажению динамической петли выше колена кривой намагничивания, подобно искажению, вызываемому чрезмерным отставанием по фазе в горизонтальном усилителе на более высоких частотах. Отставание по фазе в вертикальном усилителе при частотах выше частоты испытания может вызвать расширение верхушек динамической петли.

Допустимый сдвиг по фазе в каждом из усилителей осциллографа должен определяться точностью, требуемой при измерении динамической петли. Вообще фазовые и амплитудные искажения допустимы, если ошибка, которую они вносят, меньше, чем ширина луча на экране осциллографа [3.9].

Шумы, создаваемые накалом ламп усилителей, могут вызывать симметричное искажение динамической петли, в то время как шумы, вызываемые недостаточной фильтрацией анодного питания усилителя, могут вызывать несимметричные искажения. Должны быть приняты меры для уменьшения этих воздействий до приемлемого уровня.

Малые колебания на участках динамической петли могут быть вызваны большой емкостью связи между двумя обмотками сердечника. Этот эффект может иметь место при испытаниях материалов с прямоугольной петлей гистерезиса благодаря наличию высших гармоник.

Одна интегрирующая цепь  $RC$  является достаточной, если сдвиг по фазе, создаваемый ею, лежит в пределах от  $89,75^\circ$  до  $90^\circ$  [3.9]. Предварительно установленное значение  $250:1$  для отношения  $R_2$  к  $1/\omega C$  при частоте испытания удовлетворяет заданному требованию к фазовому сдвигу.

#### **§ 4. Измерение динамической петли гистерезиса при помощи механического управляемого выпрямителя**

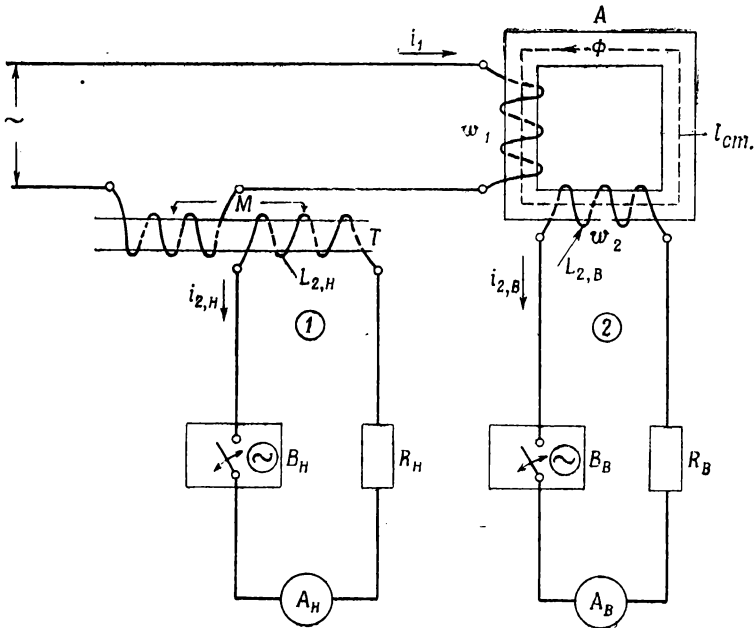
Для определения динамической петли гистерезиса магнитного материала существует метод измерения при помощи прецизионного механического выпрямителя. Один оборот контактного механизма соответствует одному периоду переменного напряжения, при котором должна быть снята динамическая петля. Как точка периода, в которой контакт замыкается, так и отрезок времени, в течение которого он остается замкнутым, регулируются с большой точностью.

Полная измерительная схема изображена на фиг. 33. Исследуемый магнитный материал  $A$  показан схематически в виде прямоугольного сердечника. Сердечник имеет намагничивающую обмотку  $w_1$  и вторичную обмотку  $w_2$ . Обе обмотки изображены для наглядности раздель-



ными. В действительности они намотаны совместно и распределены по всей магнитной цепи. Намагничивающий ток  $i_1$  протекает также через первичную обмотку трансформатора  $T$  без железного сердечника. В каждой вторичной цепи включен механический выпрямитель  $B$ , прибор магнитоэлектрической системы  $A$  и добавочное сопротивление  $R$ .

Измерение мгновенного значения напряженности магнитного поля. Для определения динамической петли гистерезиса магнитного материала необходимо измерить мгновенные значения как индукции  $B$ ,



Фиг. 33. Схема установки с механическими управляемыми выпрямителями для определения динамической петли гистерезиса.

так и напряженности поля  $H$ . Для данной магнитной цепи напряженность магнитного поля является функцией намагничивающего тока. Мгновенные значения тока можно измерить с помощью схемы, показанной на фиг. 33.

Электродвижущая сила, индуцируемая во вторичной обмотке трансформатора без железного сердечника, равна

$$M \frac{di_1}{dt} = L_{2,H} \frac{di_{2,H}}{dt} + R_{2,H} i_{2,H}, \quad (3.32)$$

где  $R_{2,H}$  — полное активное сопротивление вторичной цепи, а  $L_{2,H}$  — собственная индуктивность вторичной обмотки. Если сопротивление

$R_{2,H}$  выбрано достаточно большим, чтобы измерительная цепь была существенно активной, т. е. чтобы

$$R_{2,H} l_{2,H} \gg L_{2,H} \frac{dl_{2,H}}{dt},$$

тогда

$$M \frac{dl_1}{dt} = R_{2,H} l_{2,H}, \quad (3.33)$$

$$l_{2,H} = \frac{M}{R_{2,H}} \frac{dl_1}{dt}. \quad (3.34)$$

Магнитоэлектрический прибор  $A_H$  измеряет среднее значение тока вторичной цепи, равное

$$I_H = \frac{1}{T} \int_{t_1-T}^{t_1} l_{2,H} dt = \frac{1}{T} \int_{i_1(t_1-T)}^{i_1(t_1)} \frac{M}{R_{2,H}} dl_1, \quad (3.35)$$

где  $T$  — период кривой тока в секундах. Если теперь предположить, что контакт выпрямителя  $B$  замыкается в момент времени  $t_1 - T/2$  и остается замкнутым в течение половины периода до  $t_1$ , то нижним пределом интегрирования является  $t_1 - T/2$ , а ток равен

$$I_H = \frac{M}{TR_{2,H}} \left[ l_1 \Big|_{t=t_1} - l_1 \Big|_{t=t_1-\frac{T}{2}} \right]. \quad (3.36)$$

Если ток  $i_1$  не содержит постоянной составляющей и четных гармоник, то

$$i_1 \Big|_{t=t_1} = -i_1 \Big|_{t=t_1-\frac{T}{2}}. \quad (3.37)$$

Подстановка этого выражения в равенство (3.36) дает

$$I_H = \frac{2M}{TR_{2,H}} l_1 \Big|_{t=t_1}. \quad (3.38)$$

Мгновенное значение намагничивающего тока в момент времени  $t_1$

$$i_1 \Big|_{t=t_1} = \frac{TR_{2,H} I_H}{2M}. \quad (3.39)$$

Мгновенное значение напряженности магнитного поля

$$H \Big|_{t=t_1} = \frac{0,4\pi w_1 i_1 \Big|_{t=t_1}}{l_{\text{ст.}}} = \frac{0,4\pi w_1 I_H R_{2,H}}{2M l_{\text{ст.}}}, \quad (3.40)$$

где  $l_{\text{ст.}}$  — длина магнитного пути.

Таким образом, изменяя момент времени  $t_1$  замыкания контактов выпрямителя и измеряя прибором  $A_H$  ток вторичной цепи при выбранных значениях  $t_1$ , можно определить изменение напряженности магнитного поля во времени. Предположение, что намагничивающий

ток  $i_1$  не содержит постоянной составляющей и четных гармоник, справедливо, если магнитный материал непрерывно перемагничивается и не имеет постоянной составляющей потока.

*Измерение мгновенных значений магнитной индукции.* Мгновенное значение индукции в магнитном материале можно довольно просто измерить с помощью цепи 2 (фиг. 33). Если предположить, что эффективное поперечное сечение сердечника  $S_{\text{ст.}}$  постоянно по его длине и что поток рассеяния отсутствует, то э. д. с., индуцируемая во вторичной обмотке, равна

$$\frac{w_2 S_{\text{ст.}} dB}{10^8 dt} = L_{2,B} \frac{di_{2,B}}{dt} + R_{2,B} i_{2,B}. \quad (3.41)$$

При достаточно большом сопротивлении  $R_B$

$$\frac{w_2 S_{\text{ст.}} dB}{10^8 dt} = R_{2,B} i_{2,B}, \quad (3.42)$$

или

$$i_{2,B} = \frac{w_2 S_{\text{ст.}}}{10^8 R_{2,B}} \frac{dB}{dt}. \quad (3.43)$$

Если индукция не содержит постоянной составляющей и четных гармоник, то мгновенное значение магнитной индукции в любой момент  $t_1$  будет равно

$$B|_{t=t_1} = \frac{10^8 T I_B R_{2,B}}{2 w_2 S_{\text{ст.}}}. \quad (3.44)$$

Таким образом, при одновременном замыкании контактов обоих выпрямителей могут быть измерены значения индукции и напряженности поля для данного момента времени. Путем одновременного сдвига в обоих выпрямителях времени замыкания контактов  $t_1$  относительно начала периода мгновенные значения индукции и напряженности поля могут быть измерены для любого момента периода, после чего по точкам строится динамическая петля гистерезиса.



ЧАСТЬ II

**ТЕОРИЯ МАГНИТНЫХ  
УСИЛИТЕЛЕЙ**



## ВВЕДЕНИЕ В ТЕОРИЮ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

### § 1. Общие вопросы

Термин „магнитный усилитель“ был введен приблизительно в 1916 г. Александерсоном [23.1]. Этот термин предлагался [4.1] для устройств, использующих непосредственно дроссели с подмагничиванием или их комбинацию с другими элементами цепи для усиления или управления.

Если дроссель с подмагничиванием используется в качестве магнитного усилителя без дополнительных элементов, то его часто называют просто дросселем насыщения. В связи с тем, что дроссель насыщения является составной частью всех магнитных усилителей, вначале рассматривается именно этот элемент. Термин „дроссель насыщения“ будет кратко обозначаться ДН; это сокращение аналогично таким хорошо известным сокращениям, как ТН для трансформаторов напряжения или ТТ для трансформаторов тока.

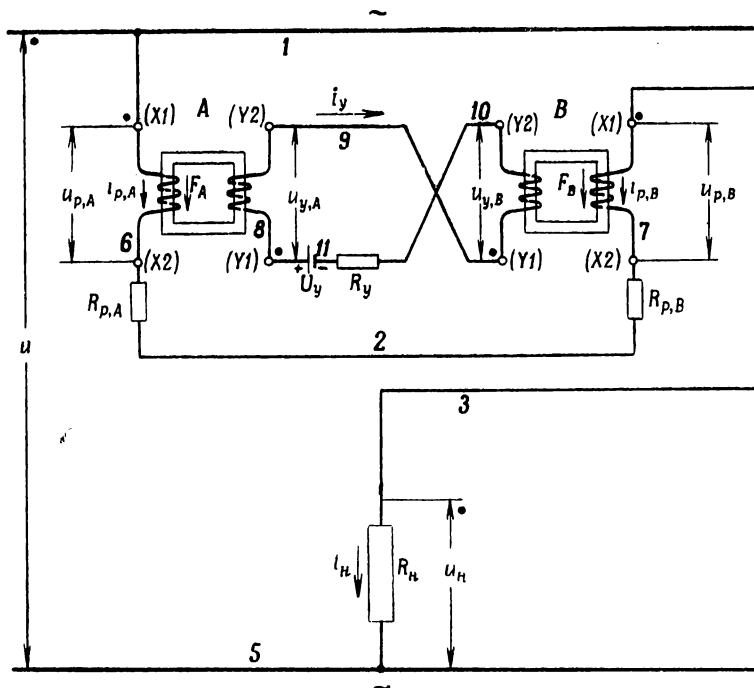
Нелинейность характеристик ДН создает большие затруднения при анализе схем ДН, поэтому будет введен ряд упрощающих допущений [4.2]. В большом числе работ ДН рассматривается как импеданс, величина которого плавно меняется с изменением постоянного тока [4.3] — [4.9], [4.22]. Во время установившегося режима работы импеданс по существу постояен. В излагаемой теории ДН рассматривается как импеданс, который во время установившегося режима работы очень высок в течение одной части полупериода питающего напряжения и очень низок в течение остальной части этого же полупериода [4.10] — [4.16], [4.23]. Переход от одного значения импеданса к другому происходит мгновенно. Величина фазового угла, при котором импеданс изменяется от высокого значения к низкому, определяется величиной подмагничивающего тока.

В следующих главах изложена теория магнитных усилителей с активной нагрузкой и индуктивной нагрузкой на постоянном токе, например такой, как обмотка возбуждения генератора. Магнитные усилители с нагрузками других типов, таких, как емкость, противоэлектродвижущая сила и индуктивная нагрузка на переменном токе, рассматриваются в работах [4.12], [4.17], [4.18] и [4.28].

Общие вопросы магнитных усилителей изложены в работах [4.24] и [4.25]. В работе [4.26] приведена классификация магнитных усилителей, а в [4.27] имеется довольно полная библиография по магнитным усилителям.

## § 2. Схема дросселя насыщения

Принципиальная схема ДН состоит из двух идентичных однофазных трансформаторов [23.3] *A* и *B* (фиг. 34). Работа этих однофазных трансформаторов, соединенных в схему ДН, отличается от



Фиг. 34. Основная схема дросселя насыщения с последовательно соединенными рабочими обмотками.

нормальной работы однофазных трансформаторов, так как насыщение достигается и поддерживается только в течение части периода напряжения питания. Во время периода насыщения реактивное сопротивление трансформатора мало, а во время ненасыщенного состояния трансформатора — велико. Благодаря тому, что это изменение реактивного сопротивления, обусловленное насыщением, и представляет собой основное явление, на котором основана работа схемы, трансформаторы будут называться более специфически, а именно ДН. Это



обозначение еще более уместно там, где оба магнитных элемента  $A$  и  $B$  модифицированы в трех- или четырехстержневые ДН (гл. 7, § 16). Однако если два однофазных трансформатора всегда могут быть соединены в схему ДН, то ДН не всегда может быть расчленен на два однофазных трансформатора.

Дроссели насыщения  $A$  и  $B$  изображены на фиг. 34 схематично и не отражают действительных конструкций сердечников. Сердечники могут быть сборными или витыми спирального типа (гл. 21); обмотки могут быть расположены в виде отдельных секций, как показано на фиг. 34, или могут быть намотаны на сердечнике равномерно одна над другой и т. д.

### § 3. Работа со свободными и подавленными четными гармониками тока

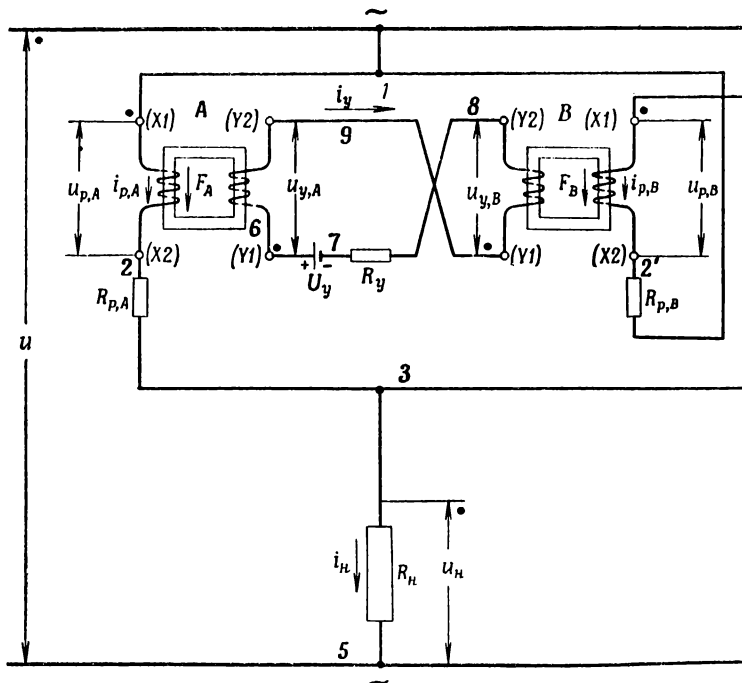
Установлено, что два ДН создают четные гармоники тока в цепи управления. Характер работы ДН изменяется в зависимости от относительной величины четных гармоник тока, даже если средняя величина тока управления поддерживается постоянной. Возможны два крайних режима работы ДН. Один режим имеет место, когда четные гармоники тока появляются без помех, другой — когда четные гармоники тока полностью подавляются. Первый режим будет назван „работой со свободными четными гармониками тока“, второй — „работой с подавленными четными гармониками тока“ [4.19]. Ниже рассматриваются только эти два крайних режима работы ДН и описывается их практическое применение. Изучению промежуточных случаев посвящена работа [4.20].

Часто считают, что работа с подавленными четными гармониками тока получается при высоком внешнем импедансе цепи управления. Это заключение правильно только в том случае, если ДН не имеет обмоток, которые могут проводить четные гармоники тока [4.21]. Любая цепь, включающая обмотки двух ДН и способная пропускать четные гармоники тока, может стать носителем четных гармоник ампервитков, создаваемых обоими ДН. Типичный случай представляет ДН с параллельно соединенными обмотками (фиг. 35). В таком дросселе обмотки переменного тока соединены друг с другом с такой же полярностью, как и обмотки управления, и, следовательно, в них возможна циркуляция четных гармоник тока. В связи с тем, что сопротивление обмоток переменного тока обычно очень мало, четные гармоники тока могут свободно появляться в обмотках переменного тока независимо от внешнего импеданса цепи управления. Аналогично другие обмотки ДН, например обмотки смещения, могут быть соединены с той же полярностью, что и обмотки управления, и, следовательно, могут проводить четные гармоники ампервитков. Если импеданс для четных гармоник тока в этой новой цепи низок, работа ДН будет опять работой со свободными четными гар-

мониками тока независимо от величины импеданса цепи управления. Таким образом, можно сделать следующие выводы:

1. Наличие низкого сопротивления цепи управления есть достаточное, но не необходимое условие работы со свободными четными гармониками тока.

2. Наличие высокого сопротивления цепи управления есть необходимое, но недостаточное условие работы с подавленными четными гармониками тока.



Фиг. 35. Основная схема дросселя насыщения с параллельно соединенными рабочими обмотками.

Благодаря тому, что ДН с последовательно соединенными рабочими обмотками с низким импедансом цепи управления и ДН с параллельно соединенными обмотками с любым импедансом цепи управления работают со свободными четными гармониками тока, возможна одинаковая трактовка двух вышеупомянутых схем дросселей.

#### § 4. Полярность

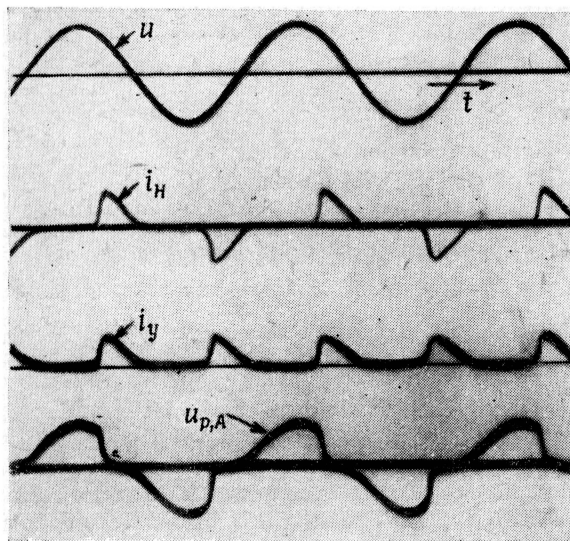
Полярность включения обмоток указана на фиг. 34 и 35 точками. Напряжение на обмотке считается положительным, когда конец с точкой имеет более высокий потенциал, чем другой конец. Ток называется положительным, когда течет

в направлении, указанном стрелками. Эти стрелки (полярные стрелки) служат для указания не истинного направления тока, а только того направления, в котором ток считается положительным. Условное направление протекания тока противоположно потоку электронов.

Магнитодвижущая сила называется положительной, когда создается положительным током; ее положительное направление указано полярными стрелками  $F_A$  и  $F_B$ . Потоки в сердечнике называются положительными, когда создаются положительной м. д. с.

### § 5. Дроссель насыщения как синхронный выключатель

Как будет показано ниже, импеданс между концами  $X1$ ,  $X2$  (фиг. 34, 35) очень велик по сравнению с сопротивлением нагрузки  $R_H$  в течение первой части каждого полупериода напряжения питания и



Фиг. 36. Осциллограмма, показывающая формы кривых напряжения питания  $u$ , тока нагрузки  $i_H$ , тока управления  $i_y$  и рабочего напряжения  $u_{p,A}$  схемы, изображенной на фиг. 34.

становится очень малым в течение остальной части полупериода. Следовательно, напряжение питания в течение первой части полупериода ложится по существу на ДН  $A$  и  $B$ , и напряжение на нагрузке будет очень мало, тогда как в течение остальной части полупериода имеет место обратная картина, а именно падение напряжения на концах  $X1$ ,  $X2$  незначительно, и почти все напряжение питания

ложится на нагрузку. Благодаря этому периодическому появлению и исчезновению большого импеданса последовательно с нагрузкой  $R_n$  работа ДН может быть уподоблена работе синхронного ключа, включенного между источником питания и нагрузкой. Этот ключ разомкнут в первой части полупериода и замкнут в течение остальной части полупериода. Фазовый угол в момент замыкания ключа определяет величину выходного напряжения. Этот фазовый угол, как выяснится позже, может быть изменен изменением количества ампервитков управления. Работа ДН похожа также на работу тиратрона [11.1], который разрывает цепь питания в течение первой части полупериода и пропускает ток нагрузки в течение остальной части полупериода. Действительно, форма кривой тока нагрузки, получаемая от тиратрона с активной нагрузкой, подобна форме кривой, получаемой от ДН (фиг. 36). Работа тиратрона, проявляющаяся в заперении и пропускании напряжения питания, хорошо отражена в его названии, которое произведено от греческого слова *θυρα*, что означает „дверь“. Для обмоток ДН, вызывающих „тиратронное“ действие, будет использован термин „рабочий“<sup>1)</sup>. Соответственно термин „рабочее напряжение“ означает напряжение на рабочих обмотках, „рабочий ток“ — ток через рабочие обмотки, „рабочее сопротивление“ — сопротивление рабочих обмоток.

---

<sup>1)</sup> Автор книги вводит термин „*gate*“, смысл которого близок к значению слова *θυρα*. В русской терминологии нет подходящего слова и чаще всего используется термин „рабочий“. — *Прим. перев.*

## Глава 5

### ДРОССЕЛЬ НАСЫЩЕНИЯ С АКТИВНОЙ НАГРУЗКОЙ

#### УСТАНОВИВШИЙСЯ РЕЖИМ РАБОТЫ СО СВОБОДНЫМИ ЧЕТНЫМИ ГАРМОНИКАМИ ТОКА

#### ДРОССЕЛЬ НАСЫЩЕНИЯ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНО СОЕДИНЕННЫМИ РАБОЧИМИ ОБМОТКАМИ

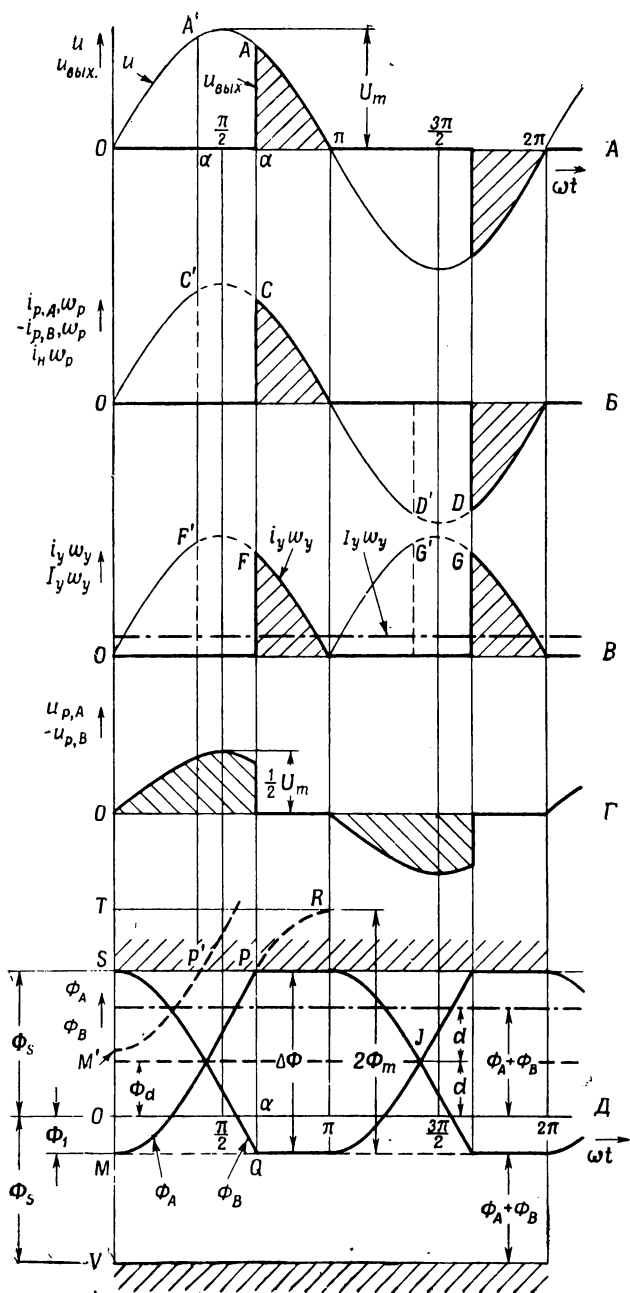
##### § 1. Качественный анализ работы дросселя насыщения

Схема, изображенная на фиг. 34, питается синусоидальным напряжением  $u$  (фиг. 37, А). В связи с тем, что рассматривается установившийся режим работы, все процессы в ДН должны быть периодическими (но не обязательно синусоидальными). Более того, период работы в ДН идентичен периоду напряжения питания. К тому же из-за симметрии схемы по отношению к обоим ДН процессы в одном ДН воспроизводят в точности процессы, происходящие в другом ДН со сдвигом в половину периода.

Как будет ясно вскоре, эти общие требования могут быть удовлетворены при допущении, что при  $\omega t = 0$  поток  $\Phi_A$  в сердечнике А равен конечной величине  $\Phi_1$ , а поток  $\Phi_B$  в сердечнике В равен потоку насыщения  $\Phi_s$  (точки М и S фиг. 37, Д). После того как сделана эта предпосылка, получим следующую картину.

Напряжение питания  $u$  заставляет ток возбуждения (намагничивающий ток) протекать через рабочие обмотки обоих ДН. Если сердечники имеют сравнительно малый ток возбуждения, пока работа происходит в крутой части петли В—Н, падение напряжения на так называемом выходном сопротивлении  $R_{\text{вых.}}$ , состоящем из суммы сопротивлений нагрузки  $R_n$  и сопротивлений обмоток  $R_{p, A}$  и  $R_{p, B}$ , незначительно. Потенциал в точке З (фиг. 34) пока практически такой же, как в точке 5. Таким образом, напряжение питания прикладывается к ДН А и В последовательно, и благодаря идентичности обоих ДН половина его появляется на рабочей обмотке с концами Х1, Х2 дросселя А, а другая половина приложена к концам Х1, Х2 ДН В. Напряжения на рабочих обмотках  $u_{p, A}$  и  $u_{p, B}$  называются рабочими напряжениями (фиг. 37, Г).

Интервалы  $0 < \omega t < \alpha$  и  $\pi < \omega t < \alpha + \pi$  называются интервалами возбуждения. В этих интервалах рабочие обмотки практически не проводят тока. Напряжения  $u_{p, A}$  и  $u_{p, B}$  трансформируются в обмотки управления. Проверка полярности включения рабочих обмоток и обмоток управления показывает, что э. д. с., индуцированные



Фиг. 37. Теоретические кривые: А — напряжения питания  $u$  и выходного напряжения  $u_{\text{вых}}$ ; Б — рабочего тока и тока нагрузки; В — тока управления; Г — рабочих напряжений; Д — потоков в сердечниках.

в обмотках управления, равны и противоположны друг другу и, следовательно, в обмотке управления не будет протекать ток.

В результате приложения переменного напряжения  $u$  магнитные потоки  $\phi_A$  и  $\phi_B$  в сердечниках  $A$  и  $B$  будут меняться (фиг. 37, Д). В то время как поток  $\phi_B$  уменьшается от величины потока насыщения (точка  $S$ ), поток  $\phi_A$  увеличивается от точки  $M$  с такой же скоростью и достигнет величины насыщения (точка  $P$ ) при  $\omega t = \alpha$ . Если предположить, что ветви насыщения петли  $B-H$  горизонтальны, то поток  $\phi_A$  не сможет больше увеличиваться и, следовательно, не сможет больше создавать э. д. с. ни в одной из обмоток ДН  $A$ . Следовательно, концы  $Y1$ ,  $Y2$  сердечника  $B$  замыкаются только на активное сопротивление  $R_y$  цепи управления, которое в схеме, изображенной на фиг. 34, должно быть сравнительно мало, так как в этой главе рассматривается работа со свободными четными гармониками тока. Тогда внешняя по отношению к концам  $Y1$ ,  $Y2$  цепь ДН  $B$  попадает в режим, близкий к короткому замыканию. Импеданс рабочей обмотки ДН  $B$  становится близким к нулю, и напряжение питания  $u$  полностью появляется на активном сопротивлении схемы. Это показано на фиг. 37, Г, где при  $\omega t = \alpha$  напряжения  $u_{p,A}$  и  $u_{p,B}$  падают, а напряжение питания возникает на выходном сопротивлении  $R_{вых.}$  как выходное напряжение  $u_{вых.}$  (фиг. 37, А). Ток, проходящий через нагрузку, теперь определяется только напряжением питания и выходным сопротивлением  $R_{вых.}$ , и, следовательно, принимает синусоидальную форму. Интервалы  $\alpha < \omega t < \pi$  и  $\alpha + \pi < \omega t < 2\pi$ , в течение которых любой ДН насыщен, называются интервалами насыщения. Угол  $\alpha$  называется углом насыщения.

В течение интервала  $\alpha < \omega t < \pi$  насыщен сердечник  $A$ , но не сердечник  $B$ . Последний работает как трансформатор тока с рабочей обмоткой в качестве первичной обмотки и обмоткой управления в качестве вторичной обмотки. В результате появляется ток  $i_y$ , протекающий в цепи управления (фиг. 37, В). При  $\pi < \omega t < 2\pi$  питающее напряжение  $u$  меняет знак и происходят такие же процессы, которые имели место в ДН  $A$  при  $0 < \omega t < \pi$ . Таким образом, работа ДН  $B$  будет подобна работе ДН  $A$ , за исключением фазового сдвига в  $\pi$  радиан. Очевидно, что в каждом дросселе процессы периодически повторяются; это объясняет предыдущее утверждение относительно значений потоков в сердечниках при  $\omega t = 0$ .

Осциллограмма (фиг. 36) показывает форму кривых реальных токов и напряжений ДН с последовательно соединенными рабочими обмотками. Ток управления  $i_y$  состоит из постоянной составляющей и четных гармоник. В цепи управления, имеющей малое, но тем не менее конечное сопротивление  $R_y$ , постоянная составляющая тока управления создает постоянное падение напряжения на сопротивлении  $R_y$ . Для того чтобы поддерживать ток управления, в управляющую

цепь должен быть включен источник постоянного напряжения, называемый управляющим напряжением  $U_{\gamma}$ .

Как и в электронных усилителях, мощность, получаемая в сопротивлении нагрузки, берется от источника мощности, которым в случае ДН является источник переменного напряжения. В связи с тем, что мощность, отдаваемая источником управляющего напряжения, обычно составляет только малую часть мощности, которая реализуется в сопротивлении нагрузки, ДН называется магнитным усилителем.

## § 2. Количественные соотношения между углом насыщения $\alpha$ , выходным напряжением $U_{\text{вых.}}$ и током нагрузки $I_n$

Напряжение питания

$$u = U_m \sin \omega t, \quad (5.1)$$

где

$$\omega = 2\pi f. \quad (5.2)$$

Эффективное или среднеквадратичное значение величины напряжения питания выражается через  $U_m$  следующим образом:

$$U_{\text{эфф.}} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_m, \quad (5.3)$$

а средняя величина выпрямленного напряжения питания равна

$$U = \frac{2}{\pi} U_m. \quad (5.4)$$

В течение интервала насыщения рабочая обмотка замкнута, и напряжение питания приложено к нагрузочному (и рабочему) сопротивлению, создавая ток нагрузки или выходной ток. В течение интервала насыщения напряжение питания  $u$  представляет собой выходное напряжение  $u_{\text{вых.}}$ . При сделанных раньше допущениях ток нагрузки

$$i_n = \frac{u_{\text{вых.}}}{R_{\text{вых.}}}, \quad (5.5)$$

где  $R_{\text{вых.}}$  — выходное сопротивление. Выходное сопротивление состоит из сопротивления нагрузки  $R_n$  и любых других сопротивлений, которые обтекаются током нагрузки в течение интервала насыщения. Для того чтобы вывести соотношения, пригодные и для ДН с параллельно соединенными рабочими обмотками, введем величину  $R_p^*$ . При  $R_r, A = R_p, B = R_p$

$$R_p^* = 2R_p \quad (5.6)$$

для ДН с последовательно соединенными рабочими обмотками и

$$R_p^* = \frac{1}{2} R_p \quad (5.7)$$



для ДН с параллельно соединенными рабочими обмотками. Тогда выходное сопротивление  $R_{\text{вых.}}$  для обоих соединений принимает вид

$$R_{\text{вых.}} = R_{\pi} + R_{\text{p}}^*. \quad (5.8)$$

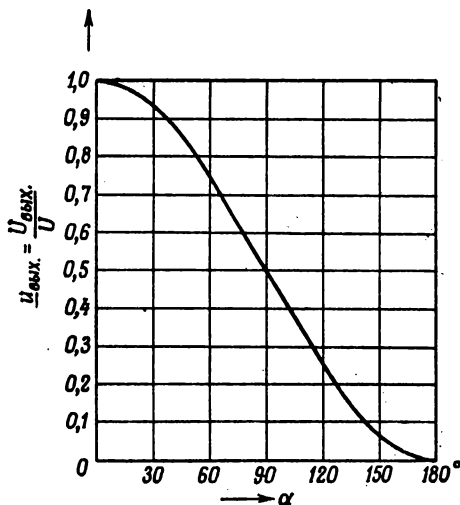
Средняя величина выходного напряжения из (5.1) и (5.4)

$$\begin{aligned} U_{\text{вых.}} &= \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} u d(\omega t) = \\ &= U \frac{1 + \cos \alpha}{2}. \end{aligned} \quad (5.9)$$

Средняя величина тока нагрузки, полученная из (5.5) и (5.9), равна

$$I_{\pi} = \frac{U_{\text{вых.}}}{R_{\text{вых.}}} = \frac{U}{R_{\text{вых.}}} \frac{1 + \cos \alpha}{2}. \quad (5.10)$$

Равенство (5.9) устанавливает соотношение между выходным напряжением  $U_{\text{вых.}}$ , напряжением питания  $U$  и углом насыщения  $\alpha$  (фиг. 38). Это соотношение очень важно и хорошо применимо как для ДН с параллельно соединенными рабочими обмотками, так и для ДН с обратной связью и для амплистатов<sup>1)</sup>. Равенство (5.10) подобно равенству, которое применяется для схемы тиратрона с активной нагрузкой, где угол  $\alpha$  называется углом зажигания. Этот термин иногда применяется и по отношению к магнитным усилителям.



Ф и г. 38. Зависимость относительного выходного напряжения  $U_{\text{вых.}}/U$  от угла насыщения  $\alpha$ .

### § 3. Соотношения между параметрами цепи управления и потоками

Соотношения, приведенные ниже, имеют важное значение не только для ДН с последовательно и параллельно соединенными рабочими обмотками, но также и для ДН с обратной связью и для амплистатов. Для их вывода сделаны следующие допущения: реактивное сопротивление рабочей обмотки дросселя в течение интервала возбуждения считается относительно высоким, а в течение интервала

<sup>1)</sup> Амплистат — магнитный усилитель с выпрямителями в рабочей цепи.—  
Прим. перев.

насыщения — относительно низким по сравнению с выходным сопротивлением  $R_{\text{вых}}$ ; кроме того, рассматривается работа со свободными четными гармониками тока (гл. 5, § 9). Управляющее напряжение  $U_y$  состоит только из постоянной составляющей. Никаких условий, ограничивающих форму петли гистерезиса, не поставлено, за исключением тех, которые подразумеваются в вышеизложенном допущении.

Уравнение цепи управления имеет вид

$$U_y - \frac{d\phi_A}{dt} \frac{w_y}{10^8} - \frac{d\phi_B}{dt} \frac{w_y}{10^8} - I_y R_y = 0, \quad (5.11)$$

где  $w_y$  — число витков каждой обмотки управления.

Для того чтобы удовлетворялось уравнение (5.11), постоянные и переменные составляющие всех величин должны удовлетворять этому уравнению каждое в отдельности. Из четырех величин, входящих в (5.11), только  $U_y$  и  $I_y$  имеют постоянные составляющие. Обозначая среднее значение тока управления через  $I_y$ , получим

$$U_y = I_y R_y. \quad (5.12)$$

Переменная составляющая тока управления равна  $i_y - I_y$  и содержит только четные гармоники. Эти четные гармоники тока по предпосылке „свободны“, а это означает, что их падение напряжения  $(i_y - I_y) R_y$  незначительно. Тогда для переменных составляющих из (5.11) получаем, что

$$\frac{d(\phi_A + \phi_B)}{dt} \frac{w_y}{10^8} = 0 \quad (5.13)$$

и, следовательно,

$$\frac{d\phi_A}{dt} = - \frac{d\phi_B}{dt}. \quad (5.14)$$

Изменения потоков в обоих сердечниках одинаковы по величине, но противоположны по знаку. Отсюда следует, что если поток в одном сердечнике остается постоянным, то в другом сердечнике в течение того же интервала времени поток будет также постоянен. Очевидно и то, что сумма потоков в сердечниках постоянна.

Потокоцепление обмоток управления дросселей  $A$  и  $B$  является неизменным во времени так же, как и в линейных дросселях постоянного тока.

Изменение потока в сердечнике от величины насыщения к его начальной величине  $\Phi_1$  (от точки  $S$  к точке  $Q$ , фиг. 37) называется смещением потока.

Дальнейшее исследование кривых потоков в сердечниках (фиг. 37,  $D$ ) показывает [4.21], что поток в каждом сердечнике не имеет четных гармоник, а состоит из нечетных гармоник и постоянной составляющей.

Причина анализа работы ДН со свободными четными гармониками тока теперь очевидна: такой анализ позволяет получить простое

соотношение между потоками [5.14]; это соотношение можно также получить из анализа работы усилителя с низким импедансом цепи управления. Поэтому выражения: „работа с низким импедансом цепи управления“ и „работа со свободными четными гармониками тока“ иногда используются как синонимы. Но несмотря на то, что сравнительно низкий импеданс цепи управления всегда ведет к работе со свободными четными гармониками тока, обратное утверждение не всегда правильно (гл. 4, § 3; гл. 5, § 10).

#### § 4. Уравнения рабочей цепи

Обращаясь к цепи нагрузки, получаем

$$u - \frac{d\phi_A}{dt} \frac{w_p}{10^8} + \frac{d\phi_B}{dt} \frac{w_p}{10^8} - i_n R_{\text{вых.}} = 0, \quad (5.15)$$

где  $w_p$  — число витков каждой последовательно соединенной рабочей обмотки ДН.

В течение интервала возбуждения ток нагрузки очень мал, поэтому, используя равенства (5.14) и (5.15), получим для синусоидального напряжения питания  $u$  следующее выражение:

$$U_m \sin \omega t - 2 \frac{d\phi_A}{dt} \frac{w_p^*}{10^8} = 0. \quad (5.16)$$

Для того чтобы это равенство можно было применять также и для ДН с параллельно соединенными рабочими обмотками (см. фиг. 35), в него вводится величина  $w_p^*$ , причем

$$w_p^* = w_p \quad (5.17)$$

для ДН с последовательно соединенными рабочими обмотками и

$$w_p^* = \frac{1}{2} w_p \quad (5.18)$$

для ДН с параллельно соединенными обмотками. В связи с тем что амплистаты представляют собой особый вид ДН с параллельно соединенными обмотками, равенства (5.16) и (5.18) применимы и для амплистатов.

#### § 5. Закон Фарадея в интегральной форме

Закон Фарадея в дифференциальной форме имеет следующий вид:

$$u = \frac{d\phi}{dt} \frac{w}{10^8}, \quad (5.19)$$

откуда

$$d\phi = u \frac{10^8}{w} dt. \quad (5.20)$$

Если обозначить изменение потока через  $\Delta\phi$ , то

$$\Delta\phi = \int_{\phi_1}^{\phi_2} d\phi. \quad (5.21)$$

Подставляя (5.20) в (5.21), получим закон Фарадея в интегральной форме

$$\Delta\phi = \frac{10^8}{w} \int_{t_1}^{t_2} u dt. \quad (5.22)$$

Следовательно, можно сделать вывод, что изменение потока в индуктивности пропорционально интегралу по времени от индуктивной составляющей напряжения.

### § 6. Уравнения потока

Применяя равенства (5.21) и (5.22) к ДН, получим

$$\Delta\phi = \int_{\phi_1}^{\phi} d\phi_A. \quad (5.23)$$

Подставив (5.16) в (5.23), получим

$$\Delta\phi = \frac{1}{2} \int_0^{\omega t} U_m \frac{10^8}{w_p^*} \sin(\omega t) d(\omega t) \frac{1}{\omega}. \quad (5.24)$$

Введение величины  $w_p^*$  делает равенство (5.24) применимым для ДН с параллельно соединенными рабочими обмотками и для амплистатов.

Используя равенства (5.4) и (5.2), получим

$$\Delta\phi = \frac{1}{4f} U \frac{10^8}{w_p^*} \frac{1 - \cos \omega t}{2}. \quad (5.25)$$

Обозначим полное изменение потока через  $\Delta\Phi$ , тогда из фиг. 37, Д и равенства (5.25)

$$\Delta\Phi = \frac{1}{4f} U \frac{10^8}{w_p^*} \frac{1 - \cos \alpha}{2}. \quad (5.26)$$

Если насыщение не будет иметь места, то поток  $\phi_A$  будет продолжать увеличиваться от точки  $P$  к точке  $R$ . В результате максимальное изменение потока, получаемое из равенства (5.26) при  $\alpha = \pi$ , будет  $2\Phi_m$ . Амплитудное значение потока

$$\Phi_m = \frac{1}{8f} U \frac{10^8}{w_p^*}. \quad (5.27)$$

В течение интервала возбуждения потоки  $\phi_A$  и  $\phi_B$  в сердечниках  $A$  и  $B$  могут быть определены на фиг. 37,  $D$  следующим образом:

$$\phi_A = \Phi_1 + \Phi_m (1 - \cos \omega t) \quad (5.28)$$

и

$$\phi_B = \Phi_s - \Phi_m (1 - \cos \omega t), \quad (5.29)$$

где  $\Phi_1$  — поток в сердечнике  $A$  при  $\omega t = 0$ ,  $\Phi_s$  — поток насыщения. В зависимости от положения точки  $M$  по отношению к началу координат  $O$  начальный поток  $\Phi_1$  может быть положительным или отрицательным (фиг. 37,  $D$ ).

В течение интервала насыщения один из двух сердечников насыщен и, следовательно, поток в нем постоянен. Согласно равенству (5.14), поток в ненасыщенном сердечнике должен быть также постоянным. Получается, что потоки в обоих сердечниках в течение интервала насыщения остаются постоянными. Однако нужно помнить, что постоянство потоков выводится из допущения, что падение напряжения для высших гармоник  $(i_y - I_y) R_y$  ничтожно мало.

Из вышесказанного и равенств (5.28) и (5.29) следует, что

$$\phi_A + \phi_B = \Phi_1 + \Phi_s. \quad (5.30)$$

Сумма  $(\phi_A + \phi_B)$  на фиг. 37 показана штрих-пунктирной линией. Эта линия может быть просто построена. Для этого надо измерить расстояние  $d$  между осью абсцисс и точкой пересечения потоков  $J$  и провести линию  $(\phi_A + \phi_B)$  на расстоянии  $2d$  от оси абсцисс. Расстояние  $2d$ , конечно, равно величине отрезка  $VM$ . Как уже установлено, эта сумма, выраженная отрезком  $VM$ , инвариантна во времени при условии наличия насыщения.

Выведем далее выражение для напряжения насыщения  $U_s$ , определяемое как наибольшее среднее значение напряжения питания, которое может быть приложено к одной рабочей обмотке ДН, не вызывая насыщения, при условии отсутствия тока в обмотке управления. По аналогии с выражением (5.27) получим соотношение между  $\Phi_s$  и  $U_s$ :

$$\Phi_s = \frac{1}{4f} U_s \frac{10^8}{w_p}. \quad (5.31)$$

При

$$U_s^* = 2U_s \quad (5.32)$$

для ДН с последовательно соединенными рабочими обмотками и

$$U_s^* = U_s \quad (5.33)$$

для ДН с параллельно соединенными обмотками и для амплитатов начальный поток  $\Phi_1$  может быть выражен через напряжение. Из геометрических соотношений видно, что

$$\Phi_1 = \Phi_s - \Delta\Phi. \quad (5.34)$$

Подстановка выражений (5.31), (5.26), (5.32), (5.33) в (5.34) дает

$$\Phi_1 = \frac{1}{4f} \frac{10^8}{w_p^*} \left( \frac{U_s^*}{2} - U \frac{1 - \cos \alpha}{2} \right). \quad (5.35)$$

Аналогично получаем

$$\phi_A = \frac{1}{4f} \frac{10^8}{w_p^*} \left( \frac{U_s^*}{2} + U \frac{\cos \alpha - \cos \omega t}{2} \right), \quad (5.36)$$

$$\phi_B = \frac{1}{4f} \frac{10^8}{w_p^*} \left( \frac{U_s^*}{2} - U \frac{1 - \cos \omega t}{2} \right) \quad (5.37)$$

$$\phi_A + \phi_B = \frac{1}{4f} \frac{10^8}{w_p^*} \left( U_s^* - U \frac{1 - \cos \alpha}{2} \right). \quad (5.38)$$

Соотношения между потоками и напряжением, выведенные в этом параграфе, справедливы для ДН с последовательно и параллельно соединенными обмотками, работающих со свободными четными гармониками тока, независимо от наличия обратной связи и, следовательно, применимы и к амплитатам. Форма кривой потока, изображенная на фиг. 37, *Д*, сохраняется для всех магнитных усилителей. Следует отметить, что среднее значение напряжения питания  $U$ , пропорциональное  $2\Phi_m$  (5.27), может быть представлено отрезком *MT*. Часть этого напряжения (отрезок *MS*) приходится на рабочие обмотки, а оставшая часть (отрезок *ST*) — на выходную цепь как выходное напряжение  $U_{\text{вых}}$ . (4.9).

### § 7. Закон равенства ампервитков

В течение первого интервала насыщения ( $\alpha < \omega t < \pi$ ) дроссель *B* ненасыщен, и, следовательно, в его сердечнике может быть только очень малая м. д. с. Но так как через рабочую обмотку ДН *B* протекает ток нагрузки, то через обмотку управления этого дросселя должен протекать другой ток  $i_y$ , для того чтобы уравновесить ампервитки тока нагрузки и получить необходимую м. д. с. в сердечнике. Положим, что м. д. с. ненасыщенного сердечника пренебрежимо мала по сравнению с м. д. с. рабочей обмотки, тогда

$$i_{p, B} w_p + i_y w_y = 0 \quad (5.39)$$

для первого интервала насыщения, а для второго интервала насыщения ( $\alpha + \pi < \omega t < 2\pi$ )

$$i_{p, A} w_p + i_y w_y = 0. \quad (5.40)$$

Из фиг. 37 видно, что в течение первого интервала насыщения  $i_{p, B} = -i_n$ , следовательно:

$$i_y w_y = i_n w_1. \quad (5.41)$$

В течение второго интервала насыщения  $i_{r, A} = i_n$ , так что

$$i_y w_y = -i_n w_p. \quad (5.42)$$

В течение второго интервала насыщения ток нагрузки  $i_n$  отрицателен, поэтому равенство (5.42) может быть записано в виде

$$i_y w_y = |i_n w_p|. \quad (5.43)$$

Очевидно, что выражение (5.43) является частным случаем равенства (5.41), которое справедливо в течение первого интервала насыщения. Следовательно, равенство (5.43) применимо к обоим интервалам насыщения.

Среднее значение выпрямленного тока нагрузки  $I_n$ , которое может быть измерено прибором магнитоэлектрической системы, равно

$$I_n = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} |i_n| d(\omega t), \quad (5.44)$$

а среднее значение тока управления

$$I_y = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_y d(\omega t). \quad (5.45)$$

После интегрирования выражения (5.43) получим закон равенства ампервитков:

$$I_y w_y = I_n w_p. \quad (5.46)$$

Этот закон имеет фундаментальное значение для ДН с последовательно соединенными рабочими обмотками с активной нагрузкой, а также имеет силу после замены  $w_p$  на  $1/2 w_p$  и для ДН с параллельно соединенными обмотками (гл. 6). Выражение (5.46) может быть, следовательно, выражено в более общей форме:

$$I_y w_y = I_n w_p^*. \quad (5.47)$$

Это равенство отличается исключительной простотой, ибо в него не входят напряжение питания, частота питания и сопротивление нагрузки. Следовательно, ДН могут рассматриваться как устройства, управляемые постоянным током. Это свойство может быть использовано, например, в ограничителе тока и в защите от коротких замыканий (гл. 24, § 6). Пропорциональность между ампервитками управления и нагрузки позволяет измерять большие постоянные токи (гл. 24, § 14), но эти измерения действительны только при небольших колебаниях напряжения питания, частоты и сопротивления цепи прибора.

Равенства (5.39) и (5.40), устанавливающие связь между рабочими ампервитками и ампервитками управления, не зависят от величины сопротивления цепи управления, если только оба сердечника не насыщены одновременно. Следовательно, закон равенства ампервитков (5.47)

имеет силу независимо от степени свободы четных гармоник тока до тех пор, пока оба сердечника работают без перекрытия интервалов насыщения.

Как установлено ранее, равенства (5.39)—(5.47) выведены при допущении, что м. д. с. сердечника в интервале возбуждения ничтожно мала по сравнению с м. д. с. сердечника в течение интервала насыщения. Это допущение теряет силу в окрестности точки  $I_y w_y = 0$ , следовательно, вышеназванные уравнения не должны применяться в окрестности этой точки.

Очевидно также (см. (5.10)), что непрерывное увеличение тока управления не может вызывать неограниченное увеличение тока нагрузки. Максимально возможный ток нагрузки  $I_{н, м}$  имеет место при  $\alpha = 0$ , и величина его ограничена сопротивлением выходной цепи  $R_{вых}$ :

$$I_{н, м} = \frac{U}{R_{вых}}. \quad (5.48)$$

В действительности максимальный ток нагрузки не полностью достигает величины  $U/R_{вых}$  из-за индуктивности насыщения и индуктивности рассеяния рабочих обмоток (табл. 6). Для исключения влияния этих индуктивностей последовательно с рабочими обмотками включается емкость, которая настраивается в резонанс на частоте питания (гл. 23). Напряжение на нагрузке определяется выражением

$$U_n = I_n R_n. \quad (5.49)$$

Из равенств (5.10) и (5.49) получим

$$U_n = U_{вых} \cdot \frac{R_n}{R_{вых}} = U \frac{R_n}{R_{вых}} \frac{1 + \cos \alpha}{2}. \quad (5.50)$$

При поддержании напряжения питания и выходного сопротивления постоянными угол насыщения становится функцией только управляющего напряжения, что будет видно из выражения (5.51) (см. также (5.10) и (5.12)). Это свойство ДН используется в фазосдвигающих цепях, например для зажигания тиратронных ламп (гл. 24, § 9). Кроме обеспечения фазового сдвига, ДН создает еще крутой фронт кривой выходного тока, что очень важно для точного зажигания тиратрона.

## § 8. Управляющее напряжение и управляющая мощность

Допустим, что в цепи управления нет источника постоянного напряжения. Тогда падение напряжения  $i_y R_y$  будет создавать изменение потока в ненасыщенном сердечнике, согласно равенству (5.20), и, следовательно, поток в сердечнике не будет больше постоянным в течение интервала насыщения, а будет увеличиваться в отрицательном направлении.



В результате начальный поток  $\Phi_1$  каждого последующего полупериода будет ниже  $\Phi_1$  предыдущего полупериода. Это вызовет увеличение угла насыщения  $\alpha$  и уменьшение выходного напряжения (5.9). Такой процесс будет продолжаться в течение каждого полупериода до тех пор, пока выходное напряжение  $U_{\text{вых.}}$  не станет равным нулю.

Для того чтобы противодействовать этой тенденции обычного ДН „выключаться“, источник постоянного напряжения  $u_y$  должен питать цепь управления. При  $u_y = I_y R_y$  начальный поток  $\Phi_1$  остается постоянным и, следовательно, выходное напряжение тоже будет постоянным. Если средняя величина прикладываемого постоянного напряжения  $U_y$  меньше, чем  $I_y R_y$ , ДН начнет выключаться, уменьшая начальный поток  $\Phi_1$  в течение каждого полупериода до тех пор, пока  $I_y R_y = U_y$  (5.12). Аналогично, если  $U_y$  больше, чем  $I_y R_y$ , выходное напряжение ДН увеличивается до тех пор, пока  $U_y = I_y R_y$ . Таким образом, выходное напряжение ДН управляется так называемым управляющим напряжением, как уже было указано в гл. 1. Из равенств (5.12) и (5.47) получаем, что

$$I_n = \frac{U_y}{R_y} \frac{w_y}{w_p}. \quad (5.51)$$

Мощность  $P_y$ , которая берется от управляющего источника, равна  $U_y I_y$  при условии, что управляющее напряжение состоит только из составляющей постоянного тока  $U_y$ . Для синусоидального управляющего напряжения управляющая мощность  $P_y$  при одном и том же токе нагрузки будет выражаться по-другому (гл. 26, § 14). Можно составить даже такую цепь управления, в которой мощность будет поглощаться управляющим источником [5.4].

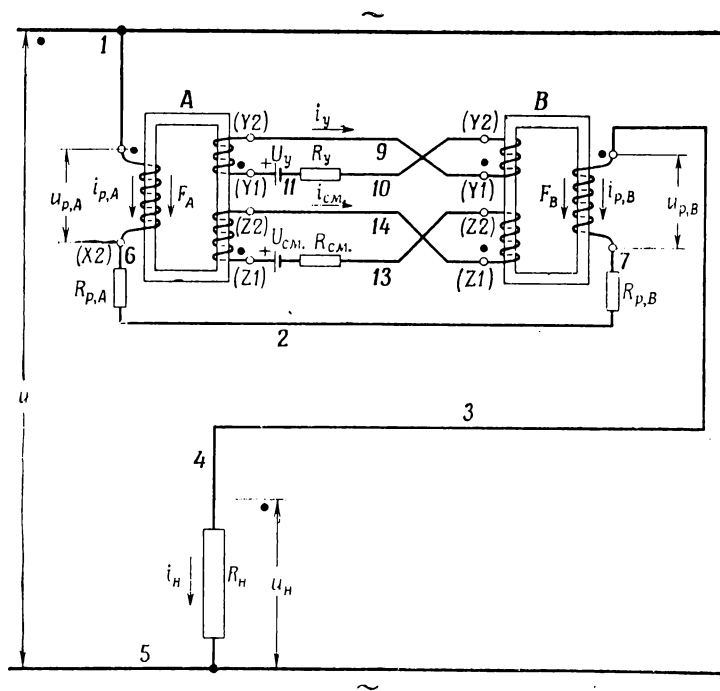
Из всех существующих методов управления в этой книге рассматривается управление по схемам, изображенным на фиг. 34 или 35, когда управляющий сигнал представляет собой только постоянное напряжение  $U_y$  или только постоянный ток  $I_y$ . Принимая во внимание вышесказанное, нельзя распространять результаты этого анализа на другие методы управления или на управление сигналами других видов.

## § 9. Гармоники и разложение импульсных рядов

Кривая тока нагрузки такова, что через  $\pi$  радиан ток нагрузки имеет точно такую же величину, но противоположный знак (фиг. 37, Б). Можно показать, что такая кривая содержит только нечетные гармоники [4.19], [4.21].

При положительном управляющем напряжении  $U_y$  ток управления  $i_y$  положителен в течение обоих интервалов насыщения (5.43). Из анализа кривой тока нагрузки и выражения (5.43) следует, что кривая тока управления имеет совершенно одинаковую форму в

течение первого и второго интервалов насыщения (фиг. 37, В). Следовательно, период тока управления равен  $\pi$ . Если взять два таких периода для сравнения с периодом питающего напряжения, то все гармоники тока управления, основанные на периоде  $\pi$ , войдут дважды и, следовательно, ток управления, кроме постоянной составляющей, может иметь высшие гармоники только четного порядка по отношению к напряжению питания. В ДН с последовательно соединенными обмотками ток рабочих обмоток идентичен току нагрузки, поэтому этот ток содержит только нечетные гармоники.



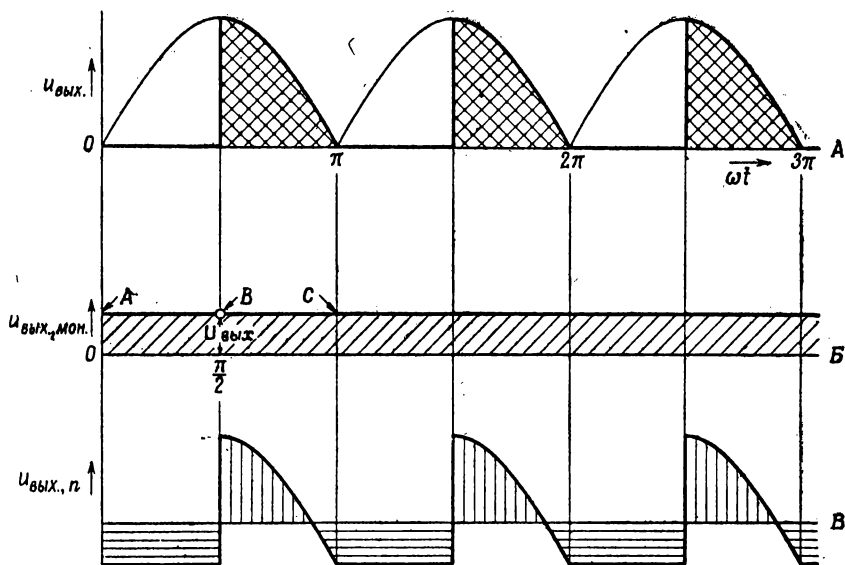
Фиг. 39. Дроссель насыщения с цепью смещения.

В ряде случаев (гл. 24—27) требуется управление от двух независимых источников, например от управляющего напряжения  $U_y$  (так называемого напряжения сигнала) и напряжения смещения  $U_{см.}$ . Тогда ДН делаются с двумя секциями обмоток управления (фиг. 39), и четные гармоники тока делятся между двумя цепями управления.

В ДН с параллельно соединенными обмотками рабочие обмотки соединяются таким образом (см. фиг. 35), что ток, общий для обеих обмоток (циркулирующий ток, фиг. 44, Д), создает м. д. с. одинаковой полярности в обоих сердечниках. В этом случае рабочие обмотки действуют аналогично обмоткам управления и, следовательно, в них

появляются четные гармоники тока. Кроме того, через рабочие обмотки такого ДН проходят нечетные гармоники тока нагрузки.

Следует также отметить, что при отрицательном управляющем напряжении  $U_y$  ампервитки управления становятся зеркальным изображением кривой, представленной на фиг. 37, В, с осью времени в качестве оси симметрии; это значит, что фазы четных гармоник тока меняются на обратные. При  $U_y = 0$  четных гармоник нет. Таким образом, присутствие четных гармоник в цепи управления свидетельствует о наличии постоянного тока в обмотках управления ДН



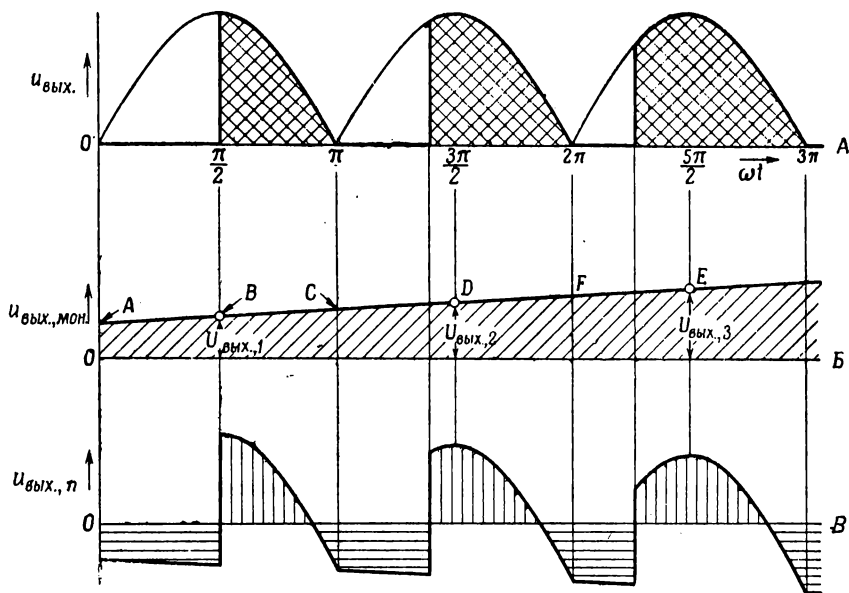
Фиг. 40. Импульсный ряд при установившемся режиме работы: А — импульсный ряд; В — монотонная составляющая импульсного ряда; В — переменная составляющая импульсного ряда.

с последовательным соединением рабочих обмоток, а фазы четных гармоник указывают на полярность этого тока. Повидимому, ДН с последовательно соединенными рабочими обмотками очень подходят функции нулевого детектора. Он может также применяться в качестве модулятора для усиления малых сигналов постоянного тока, которые используются в усилителях к термопарам или в счетно-решающих устройствах [5.1] — [5.3], [5.5] (см. также гл. 24, § 10).

Одинаково направленные импульсы, такие, как импульсы выпрямленного выходного напряжения  $|u_{\text{вых.}}|$ , иногда целесообразно выразить в виде монотонной составляющей и высших гармоник. На фиг. 40, А представлен типичный импульсный ряд при установившемся режиме работы магнитных усилителей. Монотонная составляю-

шая имеет вид  $u_{\text{вых., мон.}} = U_{\text{вых.}}$  (фиг. 40, Б), а переменная составляющая  $u_{\text{вых., п}}$  состоит из четных гармоник (фиг. 40, В).

Преимущество разложения импульсного ряда на монотонную функцию и переменную составляющую обнаруживается в тех случаях, когда нагрузка состоит из индуктивности с постоянной времени в несколько периодов частоты питания. Тогда уровень потока в нагрузке для всех практических случаев определяется монотонной составляющей (фиг. 40, Б), а переменную составляющую можно совсем не рассматривать.



Фиг. 41. Импульсный ряд при переходном режиме работы. А — импульсный ряд; Б — монотонная составляющая импульсного ряда; В — переменная составляющая импульсного ряда.

В пределах каждого полупериода монотонная функция  $ABC$  может быть представлена прямой линией, полученной вращением вокруг точки  $B$  ( $\omega t = \pi/2$ ) (фиг. 41, Б). Легко показать, что разность между величиной  $ABC$  и импульсами (фиг. 41, А) является переменной составляющей (фиг. 41, В).

Для того чтобы проанализировать ряд импульсов, который получается в переходном процессе, определим средние значения  $U_{\text{вых., 1}}$ ,  $U_{\text{вых., 2}}$ ,  $U_{\text{вых., 3}}$  каждого импульса (фиг. 41, А) и нанесем их в центре каждого полупериода (точки  $B$ ,  $D$  и  $E$  на фиг. 41, Б). Затем проведем прямую линию через эти точки так, что она пройдет и через точки  $C$  и  $F$ . Таким образом, получим монотонную составляющую

шую  $u_{\text{вых.}, \text{ мон.}}$  импульсного ряда. Разность между импульсами (фиг. 41, А) и монотонной составляющей (фиг. 41, Б) выражается опять переменной составляющей  $u_{\text{вых.}, \text{ п}}$  (фиг. 41, В).

### § 10. Коэффициент подавления четных гармоник тока

Определим коэффициент степени подавления четных гармоник тока. Закон равенства ампервитков не может быть использован для этого непосредственно, так как в общем виде он не зависит от степени подавления (гл. 5, § 7). Воспользуемся тем, что наличие сопротивления в цепи управления указывает на необходимость в управляющем напряжении  $U_y$  (5.51). Тогда отношение управляющего напряжения, приходящегося на один виток обмотки управления, к выходному напряжению, приходящемуся на один виток рабочей обмотки, можно считать коэффициентом  $\sigma$ , определяющим степень подавления четных гармоник тока. Из равенств (5.51) и (5.10) для ДН с последовательно соединенными рабочими обмотками

$$\sigma = \left| \frac{U_y / 2\omega_y}{U_{\text{вых.}} / 2\omega_p} \right| = \frac{R_y}{R_{\text{вых.}}} \left( \frac{\omega_p}{\omega_y} \right)^2. \quad (5.51 \text{ а})$$

Используя обычные соотношения, можно найти значение сопротивления цепи управления, приведенного к рабочей обмотке

$$R'_y = R_y \left( \frac{\omega_p}{\omega_y} \right)^2. \quad (5.52)$$

Следовательно,

$$\sigma = \frac{R'_y}{R_{\text{вых.}}}. \quad (5.51 \text{ б})$$

Таким образом, когда раньше упоминался термин „цепь управления с низким сопротивлением“, то имелась в виду не абсолютная, а относительная величина приведенного к выходу сопротивления цепи управления. Нельзя назвать жесткие границы величины  $\sigma$ , определяющие характер работы ДН, но можно считать, что при  $\sigma < 0,1$  работа происходит со свободными четными гармониками тока, а при  $\sigma > 2$  — с подавленными четными гармониками тока.

Рассмотрим теперь как дополнительные обмотки, например обмотки смещения (фиг. 39), влияют на коэффициент подавления  $\sigma$ . По аналогии с выражением (5.52) приведенное сопротивление цепи смещения

$$R'_{\text{см.}} = R_{\text{см.}} \left( \frac{\omega_p}{\omega_c} \right)^2. \quad (5.53)$$

Четные гармоники тока имеют место в обмотках управления и обмотках смещения. Эквивалентное приведенное сопротивление

$R'_{см., у}$ , которое должно быть использовано вместо  $R'_у$ , выражается следующим образом:

$$R'_{см., у} = \frac{R'_{см.} R'_у}{R'_{см.} + R'_у}. \quad (5.54)$$

Из равенства (5.54) видно, что высокое сопротивление цепи управления  $R'_у$  не обязательно приводит к большой величине  $\sigma$ .

Если имеется несколько обмоток (с индексами  $M, N$ ), проводящих четные гармоники тока, то эквивалентное сопротивление  $R'_{эв.}$  для всех ветвей цепи, проводящих четные гармоники тока, определяют, приводя сопротивление каждой ветви к рабочей обмотке и соединяя все приведенные сопротивления параллельно друг другу, т. е.

$$R'_{эв.} = \left( \frac{1}{R'_у} + \frac{1}{R'_{см.}} + \frac{1}{R'_M} + \frac{1}{R'_N} + \dots \right)^{-1}. \quad (5.55)$$

Тогда коэффициент подавления для ДН с последовательно соединенными рабочими обмотками из равенств (5.51 б), (5.55) будет равен

$$\sigma = \frac{R'_{эв.}}{R_{вых.}}. \quad (5.56)$$

Для ДН с параллельно соединенными обмотками

$$\sigma = \frac{1}{4} \frac{R'_{эв.}}{R_{вых.}}. \quad (5.57)$$

Выражения (5.56) и (5.57) отличаются коэффициентом ( $1/4$ ). Однако в связи с тем, что для идентичных условий работы  $R_{вых.}$  ДН с параллельно соединенными рабочими обмотками равно  $1/4 R_{вых.}$  ДН с последовательно соединенными обмотками, значения  $\sigma$  в обоих случаях будут одинаковыми.

В ДН с параллельно соединенными обмотками рабочие обмотки всегда проводят четные гармоники тока, следовательно,

$$\sigma = \frac{1}{4} \frac{1}{R_{вых.}} \left( \frac{1}{R'_у} + \frac{1}{2R_p} \right)^{-1}. \quad (5.58)$$

Если даже  $R'_у = \infty$ ,  $\sigma$  не превышает величины  $R_p/2 R_{вых.}$ . На практике отношение  $R_p/2 R_{вых.}$  в ДН с параллельно соединенными обмотками обычно достаточно мало для того, чтобы считать работу такого ДН работой со свободными четными гармониками тока независимо от величины сопротивления цепи управления.

### § 11. Идеальная прямоугольная кривая намагничивания

Различные допущения, сделанные в этой главе, эквивалентны предположению, что кривая намагничивания сердечников ДН имеет прямоугольную форму. Центральная часть этой кривой вертикальна, и поэтому м. д. с. сердечника при любом уровне потока, не достигающем насыщения, равна нулю (5.39)—(5.46). Ветви насыщения представляют собой горизонтальные линии. Это значит, что рабочие обмотки не имеют индуктивного сопротивления после насыщения (5.5), (5.10).

## Глава 6

### ДРОССЕЛЬ НАСЫЩЕНИЯ С АКТИВНОЙ НАГРУЗКОЙ

#### УСТАНОВИВШИЙСЯ РЕЖИМ РАБОТЫ СО СВОБОДНЫМИ ЧЕТНЫМИ ГАРМОНИКАМИ ТОКА

#### ДРОССЕЛЬ НАСЫЩЕНИЯ С ПАРАЛЛЕЛЬНО СОЕДИНЕННЫМИ РАБОЧИМИ ОБМОТКАМИ

### § 1. Общие вопросы

Схема ДН с параллельно соединенными рабочими обмотками изображена на фиг. 35. Каждая рабочая обмотка включена между источником питания и сопротивлением нагрузки. Потоки в сердечниках будут такими же, как и в ДН с последовательно соединенными обмотками, а выражения (5.32) и (5.33), (5.17) и (5.18), (5.6) и (5.7) отличаются коэффициентом 2. Равенства и анализ работы ДН с последовательно соединенными рабочими обмотками, приведенные в гл. 5, § 1—3,6, полностью применимы к ДН с параллельно соединенными обмотками.

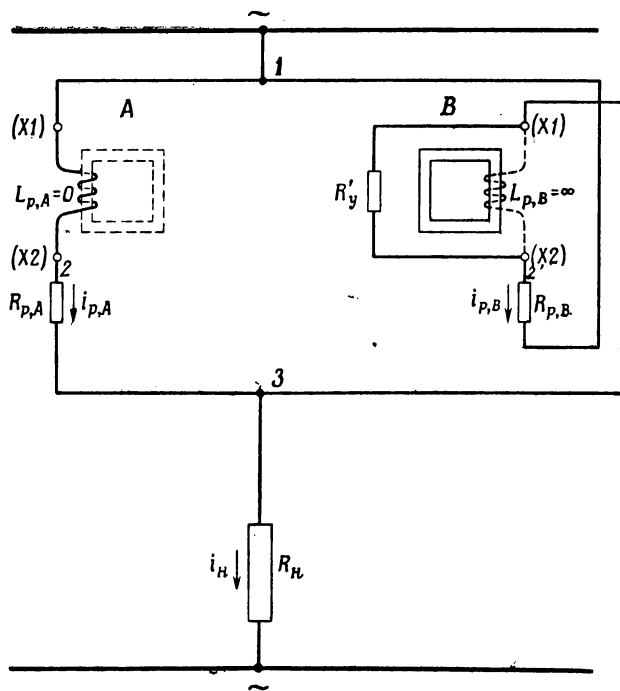
В полной аналогии с процессами, происходящими в ДН с последовательно соединенными обмотками при низком сопротивлении цепи управления, сердечник  $A$  достигает насыщения при  $\omega t = \alpha$  (точка  $P$ , фиг. 37,  $D$ ), при этом реактивные сопротивления рабочей обмотки и обмотки управления резко уменьшаются и начинает протекать ток нагрузки. Возникает вопрос, как этот ток будет распределяться между двумя рабочими обмотками.

### § 2. Цепь управления с относительно малым приведенным сопротивлением ( $R'_y \ll R_p$ )

В течение первого интервала насыщения сердечник  $B$  не насыщен (фиг. 37,  $D$ ) и, следовательно, действует подобно трансформатору. Эквивалентная схема для этого трансформатора показана в правой части фиг. 42. Так как в течение этого интервала насыщения сердечник  $B$  работает в крутой части кривой  $B-H$ , индуктивность  $L_{p,B}$  ДН  $B$  очень велика и эквивалентная цепь ДН  $B$ , действующего как трансформатор, состоит по существу из приведенного сопротивления цепи управления  $R'_y$  (5.52), последовательно соединенного с сопротивлением рабочей обмотки  $R_{p,B}$ . Ток нагрузки  $i_n$  разветвляется в точках 1 и 3: часть тока проходит через рабочую обмотку дросселя  $A$  с сопротивлением  $R_{p,A}$ , другая — через



эквивалентную цепь 1, 2', 3. Части тока нагрузки  $i_H$ , протекающие по этим двум цепям, обратно пропорциональны их сопротивлениям. В течение следующего полупериода сердечники меняются ролями.



Фиг. 42. Эквивалентная схема дросселя насыщения в течение интервала насыщения.

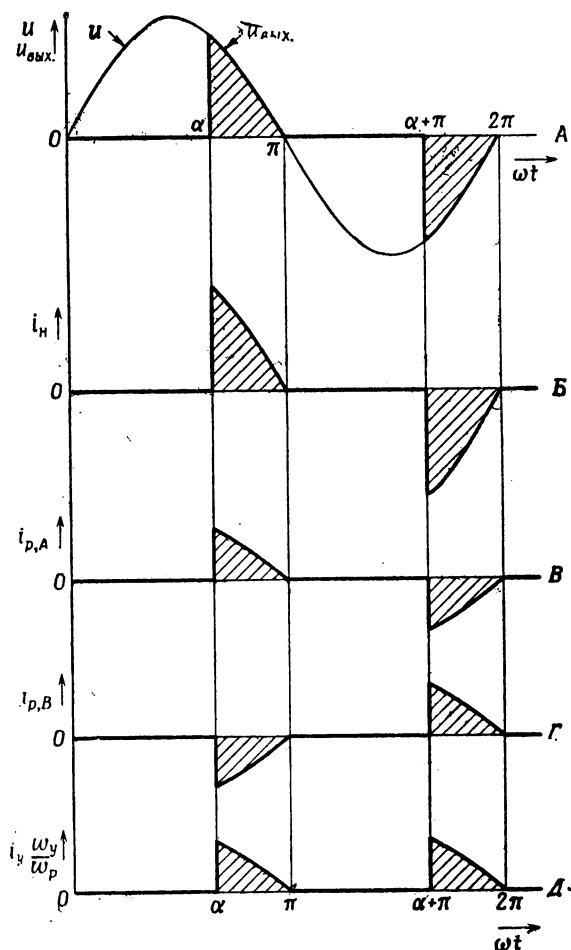
Для  $R'_y \ll R_{p,B}$  или  $R_{p,A}$  сопротивления обеих ветвей практически одинаковы и, следовательно, каждый рабочий ток равен половине тока нагрузки. Учитывая полярности токов, получим

$$i_{p,A} = -i_{p,B} = \frac{1}{2} i_H. \quad (6.1)$$

Кривые тока нагрузки и рабочих токов показаны на фиг. 43, В, Г, Д.

Отметим важное различие между ДН с последовательно и параллельно соединенными рабочими обмотками: тогда как в ДН с последовательным соединением обмоток полный ток нагрузки течет через каждую рабочую обмотку, в ДН с параллельным соединением обмоток при  $R'_y \ll R_p$  только половина тока нагрузки протекает через

каждую рабочую обмотку. Ток нагрузки определяется выражением (5,5), где значение  $R_{\text{вых.}}$  подставлено из равенства (5.7) и (5.8).



Ф и г. 43. Кривые токов и напряжений дросселя насыщения при очень малом сопротивлении цепи управления. А — напряжение питания  $u$  и выходное напряжение  $u_{\text{вых.}}$ ; Б — ток нагрузки; В, Г — рабочие токи; Д — ток управления.

Условие равенства нулю м. д. с. в ненасыщенном сердечнике по аналогии с равенством (5.43) теперь требует равенства

$$i_y \omega_y = \left| \frac{1}{2} i_n \omega_p \right|, \quad (6.2)$$

на основании которого для области пропорциональности

$$I_y w_y = \frac{1}{2} I_n w_p. \quad (6.3)$$

Этот результат был получен выше (см. (5.47) и (5.18)).

### § 3. Цепь управления с относительно высоким приведенным сопротивлением ( $R'_y \gg R_p$ )

В течение первого интервала насыщения ток нагрузки снова должен разделиться между двумя параллельными ветвями, одна из которых имеет более высокое сопротивление ( $R'_y + R_{p,B}$ ), чем другая ( $R_{p,A}$ ); следовательно, ток нагрузки потечет главным образом через рабочую обмотку дросселя  $A$  (см. фиг. 44,  $B$ ). В следующий полупериод ток нагрузки потечет в основном через обмотку дросселя  $B$  (см. фиг. 44,  $\Gamma$ ).

Таким образом, может показаться, что токи  $i'_{p,A}$  и  $i'_{p,B}$  содержат постоянные составляющие. Такие постоянные составляющие будут вызывать постоянные падения напряжения на рабочих сопротивлениях  $R_{p,A}$  и  $R_{p,B}$ , что требует источника постоянного тока для установившегося процесса. Однако такого источника постоянного тока нет в цепи переменного тока, и, следовательно, действительный ток  $i_{p,A}$  должен иметь такую форму, в которой отсутствует постоянная составляющая. Это видоизменение формы тока осуществляется протеканием другой постоянной составляющей тока  $I'_n$  таким образом, что она уничтожает постоянные составляющие токов  $i'_{p,A}$  и  $i'_{p,B}$ :

$$\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} i'_{p,A} d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha+\pi}^{2\pi} i'_{p,B} d(\omega t) = -I'_n. \quad (6.4)$$

Действительные токи  $i_{p,A}$  и  $i_{p,B}$  будут

$$i_{p,A} = i'_{p,A} - I'_n, \quad (6.5)$$

$$i_{p,B} = i'_{p,B} - I'_n. \quad (6.6)$$

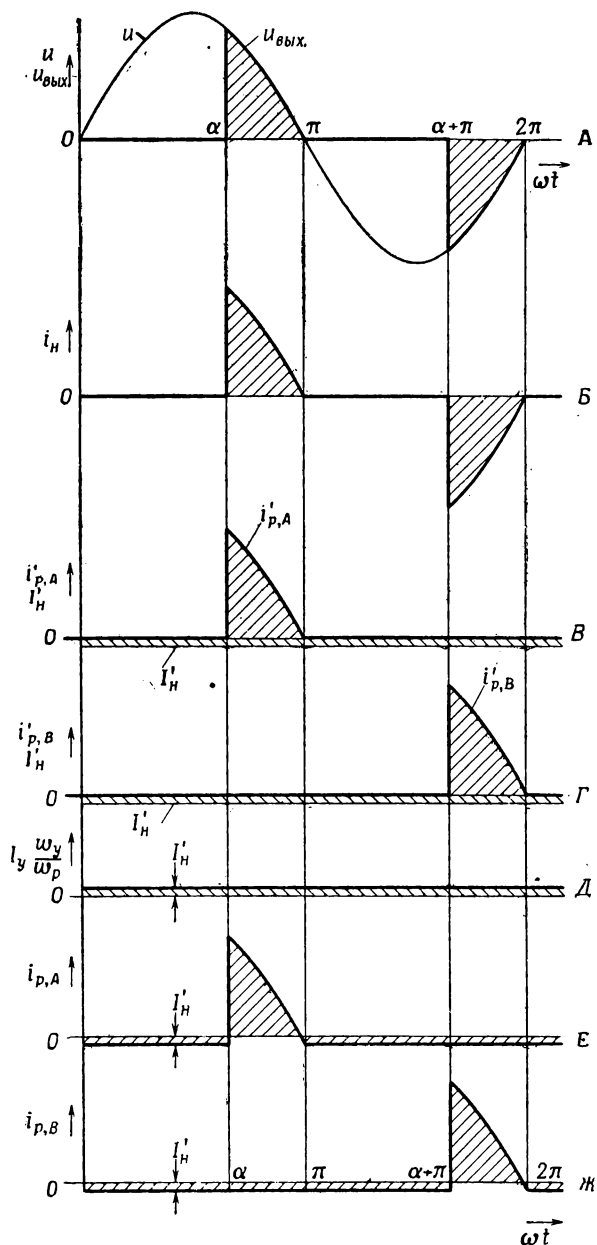
Эти чисто переменные токи показаны на фиг. 44,  $E$ ,  $Ж$ .

Циркулирующий ток  $I'_n$  создает м. д. с. в сердечнике  $B$  в течение первого интервала насыщения, однако известно из предыдущего анализа, что м. д. с. сердечника в течение этого интервала должна быть равна нулю. Это достигается наличием ампервитков управления (фиг. 44,  $Д$ ), таких, что

$$I_y w_y + I'_n w_p = 0. \quad (6.7)$$

Из фиг. 44

$$I_n = -2I'_n. \quad (6.8)$$

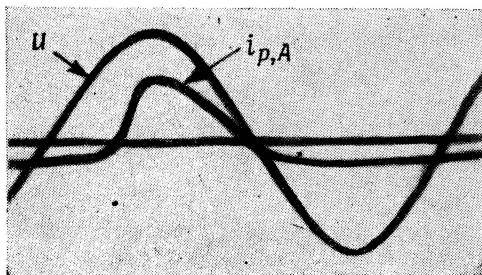


Фиг. 44. Кривые токов и напряжений дросселя насыщения при большом сопротивлении цепи управления и малом рабочем сопротивлении. А — напряжение питания  $u$  и выходное напряжение  $u_{\text{вых.}}$ ; Б — ток нагрузки; В, Г — составляющие рабочих токов; Д — циркулирующий ток; Е, Ж — рабочие токи.

Из равенств (6.7) и (6.8)

$$I_y w_y = \frac{1}{2} I_n w_p. \quad (6.9)$$

Это равенство, идентичное (6.3), указывает, что два крайних случая, а именно  $R'_y \ll R_p$  и  $R'_y \gg R_p$ , ведут к одинаковому соотношению между ампервитками нагрузки и управления. Может быть доказано, что это соотношение носит более общий характер и остается в силе для любых промежуточных случаев.



Фиг. 45. Кривые напряжения питания  $u$  и рабочего тока  $i_{p,A}$  при  $R'_y = R_p$ .

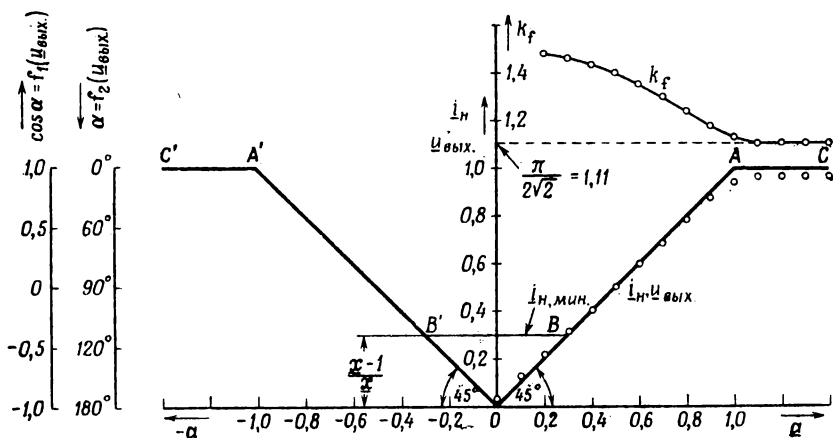
Отметим, что величина сопротивления цепи управления влияет на форму кривых тока управления и рабочего тока и не влияет на другие основные характеристики установившихся процессов в ДН с параллельно соединенными рабочими обмотками.

Осциллограмма, показывающая форму кривой напряжений питания и рабочего тока, представленная на фиг. 45, снята для промежуточного случая  $R_p = R'_y$ .

## СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДРОССЕЛЯ НАСЫЩЕНИЯ С АКТИВНОЙ НАГРУЗКОЙ И СВОБОДНЫМИ ЧЕТНЫМИ ГАРМОНИКАМИ ТОКА

### § 1. Обобщенная характеристика управления

На фиг. 46 теоретическая характеристика управления представлена сплошными линиями, экспериментальная — точками. Отрезки  $OA$  и  $OA'$  представляют собой на этой характеристике области пропор-



Фиг. 46. Обобщенная характеристика управления.  $OA$  и  $OA'$  — области пропорциональности;  $BB'$  — область перевозбуждения;  $AC$  и  $A'C'$  — области насыщения;  $k_f$  — коэффициент формы.

циональности (5.46), (5.47) и (6.9), а  $AC$  и  $A'C'$  — области насыщения, так как величина тока в них ограничена сопротивлением рабочей цепи (5.48).

Отрезок  $OA$  называется положительным участком характеристики, так как тангенс его угла наклона положителен, тогда как  $OA'$ , тангенс угла наклона которого отрицателен, называется отрицательным участком. В окрестности начала координат становится заметным ток возбуждения, и поэтому эта область называется областью возбуждения,

Для того чтобы сделать график более общим, обе части равенства (5.47) поделены на  $w_p^* U / R_{\text{вых.}}$  и использовано выражение (5.48), откуда

$$\frac{I_n}{I_{n, m}} = \frac{I_y w_y}{I_{y, m} w_p^*}. \quad (7.1)$$

Полученная таким образом характеристика безразмерна и называется обобщенной характеристикой управления. По аналогии с терминами, применяемыми в электрических машинах, выражение

$$\frac{I_n}{I_{n, m}} = \underline{i}_n \quad (7.2)$$

называется относительным значением тока нагрузки.

Величина

$$\frac{I_y w_y}{I_{y, m} w_p^*} = \underline{a} \quad (7.3)$$

называется относительным значением ампервитков управления.

В пределах области пропорциональности зависимость между относительными значениями ампервитков управления и относительным значением тока нагрузки выражается прямой линией, которая при одинаковых масштабах для  $\underline{i}_n$  и  $\underline{a}$  проходит под углом  $45^\circ$  к осям координат.

Величина

$$\frac{U_{\text{вых.}}}{U} = \underline{u}_{\text{вых.}} \quad (7.4)$$

называется относительным значением выходного напряжения. Из выражения (5.10)

$$\underline{u}_{\text{вых.}} = \frac{1 + \cos \alpha}{2}. \quad (7.5)$$

В том случае, когда кривая намагничивания имеет прямоугольную форму (фиг. 21),  $\underline{u}_{\text{вых.}}$  и  $\underline{i}_n$  идентичны (см. (5.10) и (5.48)), т. е.

$$\underline{u}_{\text{вых.}} = \underline{i}_n. \quad (7.6)$$

Угол насыщения  $\alpha$  также представлен на обобщенной характеристике управления (фиг. 46). Зависимость  $\alpha$  от  $\underline{u}_{\text{вых.}}$  указана в виде  $f_1(\underline{u}_{\text{вых.}})$  и  $f_2(\underline{u}_{\text{вых.}})$ .

Для обратной полярности управляющего напряжения  $U_y$  (которое принято за независимую переменную, гл. 5, § 8) колебания потока происходят в левой отрицательной области кривой намагничивания (фиг. 21), а характеристика представлена участком  $OA'C'$  (фиг. 46). Очевидно, ток нагрузки  $I_n$  зависит только от величины  $U_y$ , но не от его полярности.

Из фиг. 46 видно, что при  $\underline{a} = 0$  ток  $\underline{i}_n > 0$ . Рабочий ток возбуждения подобно току возбуждения обычного дросселя переменного тока или трансформатора протекает в ДН при  $\underline{a} = 0$ . Однако ток в нагрузке может быть уменьшен при  $\underline{a} = 0$ , если параллельно рабочим обмоткам включить емкость, настроенную в резонанс на частоте питания. При увеличении  $\underline{a}$  величины  $\alpha$  и  $\Delta\Phi$  уменьшаются и, следовательно, уменьшается рабочий ток возбуждения.

В области насыщения ток нагрузки не совсем достигает значения  $I_{н, м}$  (5.48) благодаря индуктивности рассеяния и насыщения рабочих обмоток (табл. 6). Необходимо также заметить, что для достижения максимального значения тока нагрузки относительное значение ампервитков управления  $\underline{a}$  должно быть больше единицы. Это имеет место в том случае, когда петля  $B-H$  материала сердечника имеет закругленное колено и для создания индукции насыщения требуется в несколько раз большая напряженность поля, чем значение коэрцитивной силы динамической петли. Отклонение экспериментальных характеристик от теоретических, показанное на фиг. 6, типично для многих ДН.

## § 2. Нормальное возбуждение, перевозбуждение и недовозбуждение

Обозначим через  $\underline{x}$  относительное возбуждение, так что

$$\underline{x} = \frac{U}{U_s^*}. \quad (7.7)$$

ДН будет называться нормально возбужденным, когда

$$\underline{x} = 1, \quad (7.8)$$

недовозбужденным, когда

$$\underline{x} < 1 \quad (7.9)$$

и перевозбужденным, когда

$$\underline{x} > 1. \quad (7.10)$$

Изменение потока  $\Delta\Phi$ , полученное из равенств (5.26) и (7.5), имеет следующий вид:

$$\Delta\Phi = \frac{1}{4f} \frac{10^8}{w_p^*} U (1 - \underline{u}_{\text{вых}}). \quad (7.11)$$

Используя равенства (5.31), (7.6) и (7.7), получим отношение  $\Delta\Phi$  к  $2\Phi_s$  в виде

$$\frac{\Delta\Phi}{2\Phi_s} = \underline{x} (1 - \underline{a}). \quad (7.12)$$



Предыдущие выводы базировались на условии, что  $\Delta\Phi/2\Phi_s$  равно или меньше единицы. Это условие может быть теперь выражено в величинах  $\underline{a}$  и  $\underline{x}$ , т. е.

$$\underline{x}(1 - \underline{a}) \leq 1. \quad (7.13)$$

Это соотношение удовлетворяется при любых  $\underline{x} \leq 1$ , следовательно, нормальное возбуждение и недовозбуждение являются достаточным условием для обоснованности прежних выводов. Для случая перевозбуждения решим уравнение (7.13) относительно  $\underline{a}$ :

$$\underline{a} \geq \frac{\underline{x} - 1}{\underline{x}}. \quad (7.14)$$

Если соотношение (7.14) удовлетворяется, прежние выводы остаются в силе, в противном случае должны быть выведены новые соотношения. Положим  $\underline{x} > 1$  и  $\underline{a} = 0$ . По определению, наибольшее возможное (среднее, выпрямленное) рабочее напряжение представляет собой напряжение насыщения  $U_s$ . Если при  $\underline{a} = 0$  к ДН прикладывается напряжение  $U$ , большее чем  $U_s^*$ , разность  $\bar{U} - U_s^*$  становится чистым напряжением дрейфа на сопротивлении  $R_{\text{вых.}}$ , и в результате появляется минимальный ток нагрузки

$$I_{\text{н. min}} = \frac{U - U_s^*}{R_{\text{вых.}}} = \frac{U}{R_{\text{вых.}}} \frac{\underline{x} - 1}{\underline{x}} \quad (7.15)$$

и

$$\underline{i}_{\text{н. m}} = \frac{I_{\text{н. min}}}{I_{\text{н. m}}} = \frac{\underline{x} - 1}{\underline{x}}. \quad (7.16)$$

Относительное значение ампервитков управления  $\underline{a}$  можно увеличить от 0 до  $(\underline{x} - 1)/\underline{x}$ , не вызывая изменения относительных значений минимального тока нагрузки  $\underline{i}_{\text{н. min}}$ . Область неизменного (относительного) минимального тока нагрузки, называемая областью перевозбуждения, представлена на фиг. 46 горизонтальной линией  $B'B$ . При  $\underline{a} \geq (\underline{x} - 1)/\underline{x}$  работа ДН определяется участками пропорциональности  $\bar{A'B'}$  и  $\bar{AB}$  и областями насыщения  $C'A'$  и  $AC$ . Следует отметить, что область перевозбуждения  $B'B$  уничтожает участки  $B'OB$ .

В области перевозбуждения  $B'B$  угол насыщения  $\alpha$  постоянен и равен значению угла насыщения в точках  $B$  и  $B'$  областей пропорциональности характеристик. Из равенств (7.15) и (5.10) для угла  $\alpha$  в области перевозбуждения получим

$$\cos \alpha = \frac{\underline{x} - 2}{\underline{x}}. \quad (7.17)$$

Таким образом, появление области перевозбуждения обусловлено влиянием питающего напряжения на обобщенную характеристику (фиг. 46). Благодаря тому, что напряжение насыщения  $U_s$  является

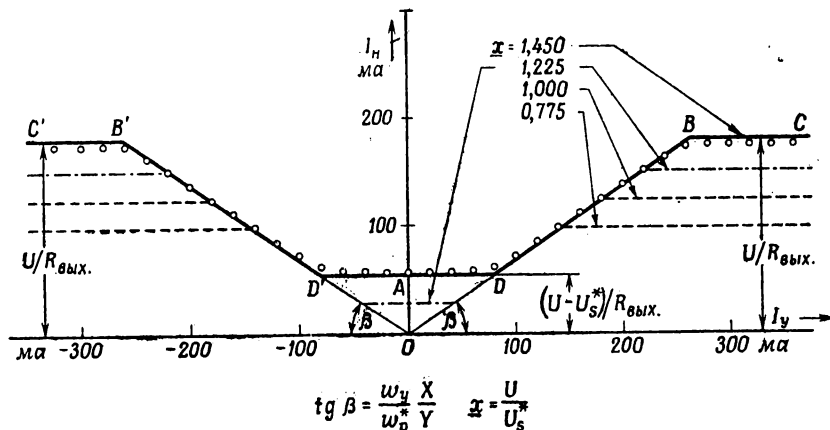
функцией частоты (5.31), последняя тоже отражена в обобщенной характеристике. Таким образом, обобщенная характеристика управления (фиг. 46) отражает влияние всех параметров схемы и, следовательно, представляет основную характеристику ДН, из которой могут быть определены остальные характеристики при установившемся режиме работы.

### § 3. Зависимость тока нагрузки от тока управления

Найдем зависимость тока нагрузки  $I_n$  от тока управления  $I_y$  при постоянных величинах напряжения питания, частоты и сопротивления нагрузки. Пусть масштабы для  $I_n$  и  $I_y$  будут:  $Y$  ампер на единицу длины для  $I_n$  и  $X$  ампер на единицу длины для  $I_y$ . Из равенства (7.1) следует, что тангенс угла наклона областей пропорциональности (фиг. 47) определяется следующим образом:

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{I_n/Y}{I_y/X} = \frac{w_y}{w_p} \frac{X}{Y}. \quad (7.18)$$

Области пропорциональности получаются проведением двух прямых линий из начала координат под углами  $\beta$  к оси абсцисс. Область



Фиг. 47. Зависимость тока нагрузки  $I_n$  от тока управления  $I_y$ .  $DAD'$  — область перевозбуждения. Теоретическая кривая представлена сплошными линиями, экспериментальная — точками.

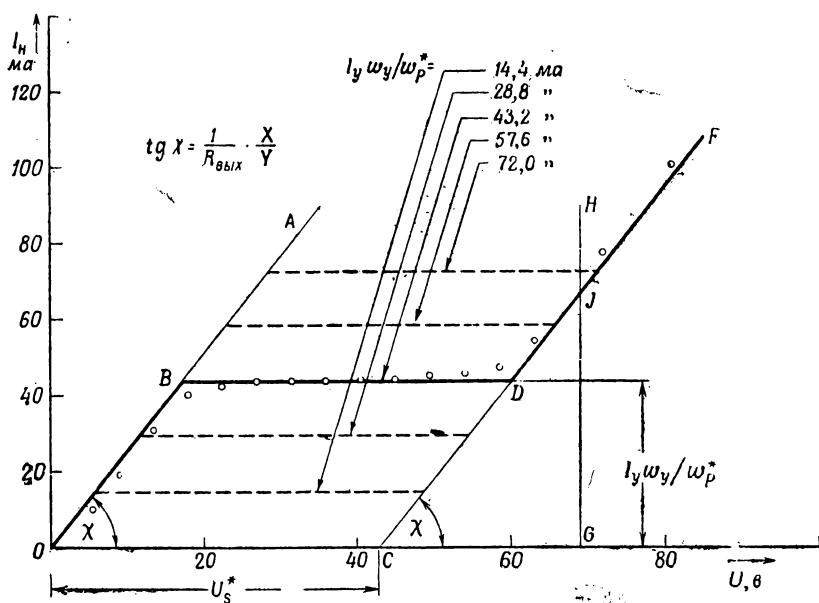
первозбуждения — горизонтальная прямая  $DD'$  на расстоянии  $(U - U_s^*)/R_{\text{вых.}}$  от оси абсцисс (7.15) и области насыщения  $BC$  и  $B'C'$  — горизонталью на расстоянии  $U/R_{\text{вых.}}$  от оси абсцисс. Таким образом, характеристика  $C'B'D'ADBC$  может быть быстро построена.

На фиг. 47 для сравнения с теоретической кривой точками нанесена экспериментальная кривая. Несовпадение этих кривых обусло-

влено отклонением реальной динамической петли  $B-H$  от идеальной прямоугольной (фиг. 21). Таким образом, расхождение между теоретическими и экспериментальными данными может быть уменьшено за счет уменьшения отклонений реальной петли  $B-H$  от прямоугольной. Это означает, что согласование между теорией и экспериментом улучшается, когда динамическая петля гистерезиса собранных сердечников узка, а ее стороны достаточно круты, т. е. индукция насыщения достигается при малой м. д. с. и переход от ненасыщенного к насыщенному состоянию достаточно резок.

#### § 4. Зависимость тока нагрузки от напряжения питания

Влияние изменения напряжения питания может быть исследовано на фиг. 47 путем изменения параметра  $U$ . Для наглядности изменение  $U$  представлено изменением относительного возбуждения  $x$  (7.7). Нужно отметить, что при изменении  $x$  наклон участков пропорциональности характеристики (фиг. 47) остается без изменения и, следовательно, одинаков для всех значений  $x$ .



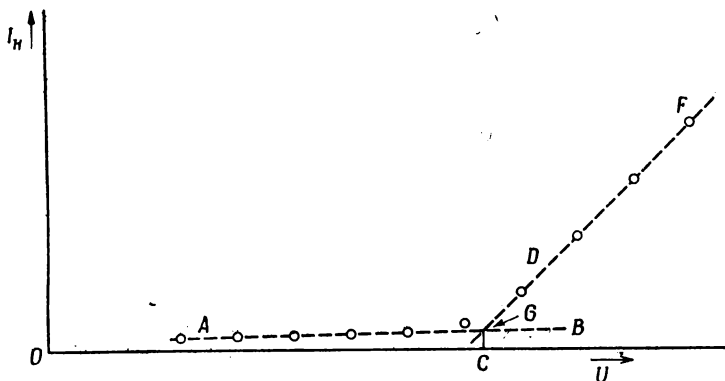
Фиг. 48. Зависимость тока нагрузки  $I_n$  от напряжения питания  $U$ . Теоретическая кривая представлена сплошными линиями, экспериментальная — точками.

Интересно исследовать влияние напряжения питания на графике, в котором напряжение питания является независимой переменной.

Такой график может быть получен из фиг. 47 следующим образом. Выберем масштабы:  $Y$  ампер на единицу длины для  $I_n$  и  $X$  вольт на единицу длины для  $U$ . Тангенс угла наклона линий  $OA$  и  $CF$  (фиг. 48), представляющих собой соответственно область насыщения характеристики и область перевозбуждения, определяется следующим образом:

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{1}{R_{\text{вых}}} \frac{X}{Y}. \quad (7.19)$$

Точка  $C$  на прямой  $CF$  получается при  $U = U_s^*$ . Горизонтальная линия  $BD$  проведена на расстоянии  $I_y w_y / w_p^*$  от оси абсцисс. Таким образом,  $OBDF$  является теоретической характеристикой ДН. Напряжение питания теоретически может изменяться до значения  $U_s^*$ , не вызывая изменений тока нагрузки. Эта независимость от напряжения питания — свойство, которое особенно важно, когда ДН используются как устройства, позволяющие измерять постоянный ток.



Фиг. 49. Определение напряжения насыщения  $U_s^*$ .

Экспериментальная характеристика, нанесенная в виде точек на фиг. 48, показывает, что ток нагрузки на участке  $BD$  не совсем постоянен. Причины расхождения между теоретическими и экспериментальными данными те же самые, что в гл. 7, § 3. При описанных там условиях это расхождение уменьшается и, следовательно, увеличивается степень независимости тока от изменения напряжения питания. Теоретические характеристики для различных значений параметров  $I_y w_y / w_p^*$  представлены пунктирными линиями. Эти линии с двух сторон ограничиваются наклонными  $OA$  и  $CF$ , общими для всех характеристик.

На практике напряжение насыщения  $U_s^*$  не поддается точному определению. Теоретически на фиг. 48  $U_s^*$  точно определяется перегибом характеристики в точке  $C$ , тогда как на экспериментальной характеристике (фиг. 49) такая точно определенная точка отсутствует.

Одно из возможных построений для нахождения напряжения насыщения  $U_s^*$  следующее: к нижней линейной части характеристики проводится касательная  $AB$ , другая касательная  $FD$  проводится к верхней линейной части характеристики (фиг. 49). Точка пересечения касательных  $G$  проектируется на ось абсцисс. Расстояние  $OC$  рассматривается как экспериментальное значение  $U_s^*$ .

В связи с этим укажем, что при  $I_y = 0$  функции ДН становятся идентичными функциям так называемого насыщающегося дросселя, который описан в гл. 29.

### § 5. Зависимость тока нагрузки от частоты питания

Рассмотрим влияние частоты на ток нагрузки (фиг. 47). Влияние изменений частоты питания отражается только в области перевозбуждения  $D'AD$ . Предположим, что характеристика  $C'B'D'ADBC$  имеет частоту питания  $f$  и напряжение насыщения  $U_s^*$ . Если частоту увеличить на  $\Delta f$ , напряжение насыщения (5.31) примет новое значение

$$U_{s, \Delta f}^* = U_s^* \frac{f + \Delta f}{f}, \quad (7.20a)$$

а минимальный ток нагрузки (7.15)

$$I_{n, \min} = \frac{U - U_s^* \left(1 + \frac{\Delta f}{f}\right)}{R_{\text{вых.}}}, \quad (7.20b)$$

т. е. расстояние новой области перевозбуждения от оси абсцисс соответственно изменится.

Зависимость между током нагрузки и частотой питания может быть также представлена в виде характеристики с частотой питания в качестве независимого переменного, как описано в [4.14].

### § 6. Зависимость тока нагрузки от сопротивления нагрузки

Влияние изменения сопротивления нагрузки может быть исследовано несколькими путями. Например, на фиг. 47 результатом изменений  $R_{\text{вых.}}$  (4.8) будет обратно пропорциональное изменение расстояний от оси абсцисс областей насыщения ( $C'B'$ ,  $BC$ ) и области перевозбуждения ( $D'AD$ ), если  $\chi > 1$ . В области пропорциональности никаких изменений не произойдет.

Способность стабилизации тока иллюстрируется фиг. 48. Возьмем напряжение питания равным  $OG$ , тогда ток нагрузки будет  $GJ$ . При постоянном напряжении питания увеличение  $R_{\text{вых.}}$  ведет к уменьшению величины  $\chi$  (7.19). Две прямые линии  $OA$  и  $CF$  поворачиваются вокруг точек  $O$  и  $C$  (сдвигая горизонталь  $BD$  вправо). Результатом

является уменьшение тока нагрузки. Это уменьшение продолжается до тех пор, пока сторона  $BD$  не коснется точкой  $D$  прямой  $GH$ :

$$R_{\text{вых.}} = \frac{U - U_g^*}{I_y \omega_y / \omega_p^*}. \quad (7.21a)$$

При дальнейшем увеличении  $R_{\text{вых.}}$  пересечение вертикали  $GH$  и  $BD$  указывает на постоянство тока нагрузки  $I_n$ , несмотря на увеличение сопротивления  $R_{\text{вых.}}$ . Этот ток не изменяется до тех пор, пока точка  $B$  не сдвинется настолько, что достигнет линии  $GH$ :

$$R_{\text{вых.}} = \frac{U}{I_y \omega_y / \omega_p^*}. \quad (7.21b)$$

При дальнейшем увеличении  $R_{\text{вых.}}$  пересечение наклонной линии  $OA$  с прямой  $GH$  происходит ниже значения  $I_y \omega_y / \omega_p^*$ , а это указывает на то, что величина тока нагрузки уменьшается с увеличением сопротивления  $R_{\text{вых.}}$ . Другой метод анализа состоит в построении линии нагрузки [7.1] подобно тому, как это делается в расчетах электронных схем.

При изменениях  $R_{\text{вых.}}$  в пределах, данных равенствами (7.20) и (7.21), ДН работает как ограничитель тока (гл. 24, § 6). Если сопротивление  $R_{\text{вых.}}$  медленно уменьшать до нуля, теоретически ток нагрузки  $I_n$  должен оставаться неизменным при работе в режиме нормального возбуждения или недовозбуждения. В действительности же ток не будет совершенно неизменным, что показано точками на фиг. 48. В том случае, когда требуется более высокая степень постоянства тока, нужно принимать меры по улучшению характеристик сердечников, как упоминалось выше (гл. 7, § 3).

При быстрых изменениях  $R_{\text{вых.}}$  способность стабилизации тока временно теряется и через ДН будет протекать значительный неустановившийся ток; это явление подробно рассматривается в гл. 10.

## § 7. Выходная мощность

Мощность, выделяемая в сопротивлении нагрузки, является одной из наиболее важных величин. Максимальная выходная мощность  $P_{\text{вых.}, m}$ , которая рассеивается в сопротивлении выходной цепи  $R_{\text{вых.}}$ , при  $\alpha = 0$  может быть выражена в виде

$$P_{\text{вых.}, m} = I_{n, \text{эфф.}}^2 R_{\text{вых.}}, \quad (7.22)$$

где  $I_{n, \text{эфф.}}$  — эффективное значение тока нагрузки. Как обычно, коэффициент формы

$$k_f = \frac{I_{n, \text{эфф.}}}{I_n} \quad (7.23)$$

и, следовательно, выходная мощность

$$P_{\text{вых.}, m} = I_{\text{н.}, m}^2 k_f^2 R_{\text{вых.}}. \quad (7.24)$$

Полезная мощность  $P_{\text{н}}$ , рассеиваемая в сопротивлении нагрузки  $R_{\text{н}}$ , равна

$$P_{\text{н}} = I_{\text{н.}, m}^2 k_f^2 R_{\text{н}}. \quad (7.25)$$

При  $\alpha = 0$  полезная мощность максимальна

$$P_{\text{н.}, m} = I_{\text{н.}, m}^2 k_f^2 R_{\text{н}}. \quad (7.26)$$

В дальнейшем будем считать, что ток нагрузки ограничивается по существу только сопротивлением выходной цепи  $R_{\text{вых.}}$ , т. е. подразумеваем реактивное сопротивление рабочих обмоток ничтожно малым в течение интервала насыщения. Это допущение в пределах обычно принятой инженерной точности может быть сделано для большого числа случаев. Если же принять в расчет реактивное сопротивление рабочих обмоток в течение интервала насыщения, вычисления сильно осложнятся [4.11].

### § 8. Максимальная отдаваемая мощность

Пусть  $R_p^*$  есть полное сопротивление рабочих обмоток (5.6) и (5.7).

Введем отношение

$$n = \frac{R_{\text{н}}}{R_p^*}, \quad (7.27)$$

где  $n$  назовем коэффициентом согласования. Подставляя выражение (7.27) в (5.8), получим

$$R_{\text{вых.}} = R_p^* (1 + n). \quad (7.28)$$

Используя равенства (7.26), (5.48), (7.27) и (7.28), получим

$$P_{\text{н.}, m} = \frac{U^2}{4R_p^*} k_f^2 \frac{4n}{(1+n)^2}. \quad (7.29)$$

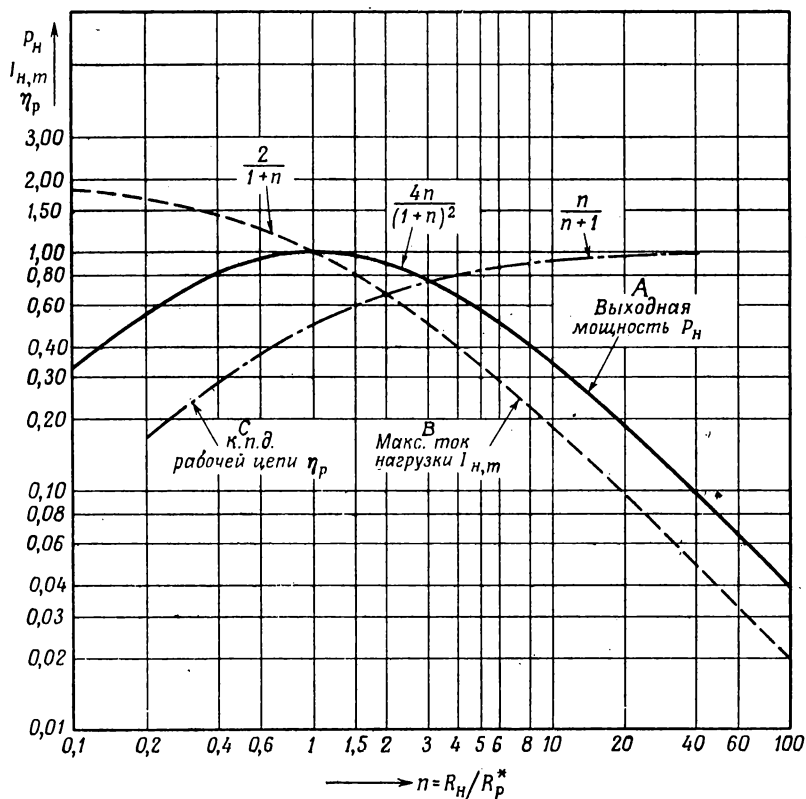
Функция  $4n/(1+n)^2$  изображена на фиг. 50 в виде кривой  $A$ . Нетрудно заметить, что с увеличением  $n$  кривая  $A$  поднимается вверх до тех пор, пока  $n < 1$ . При  $n = 1$  кривая  $A$  достигает максимума, а именно единицы, и при  $n > 1$  кривая понижается. Таким образом, для максимальной отдачи мощности сопротивление нагрузки  $R_{\text{н}}$  должно быть выбрано равным рабочему сопротивлению  $R_p^*$ , т. е.

$$R_{\text{н}} = R_p^*. \quad (7.30)$$

Выбор сопротивления нагрузки, удовлетворяющего равенству (7.30), называется согласованием нагрузки ( $n = 1$ ). В этом случае максимальная мощность, отдаваемая нагрузке,

$$P_{н, м} = \frac{U^2}{4R_p^*} k_f^2 \quad \text{при } n = 1. \quad (7.31)$$

Следует отметить, что кривая  $A$  в области, близкой к максимуму, является достаточно пологой, и поэтому величина сопротивления



Фиг. 50. Влияние коэффициента согласования  $n$ . Кривая  $A = 4n/(1+n)^2$ , кривая  $B = 2/(1+n)$ , кривая  $C = n/(1+n)$ .

нагрузки  $R_n$  может до некоторой степени отклоняться от условий, определяемых равенством (7.30), без существенного уменьшения выходной мощности.

После подстановки выражения (7.28) в (5.48) получим:

$$I_{н, м} = \frac{U}{2R_p^*} \frac{2}{1+n}. \quad (7.32)$$



Функция  $2/(1+n)$  представлена на фиг. 50 в виде кривой *B*. Отметим, что рассогласование нагрузки в направлении  $n < 1$  особенно нежелательно, так как при этом не только уменьшается мощность, но в то же время увеличивается ток нагрузки, вызывая добавочные потери и перегрев.

Как показано в гл. 16, § 12, потери в дросселе насыщения с согласованной нагрузкой растут пропорционально пятой степени линейных размеров ДН, а поверхность катушек увеличивается пропорционально квадрату линейных размеров. Следовательно, при увеличении размеров ДН достигается предел, при котором температура обмоток имеет максимально допустимую величину. Этот предел для ДН находится в области от 5 до 10 *вт* выходной мощности при 60 *гц*. Для более мощных ДН коэффициент согласования  $n$  должен быть взят больше единицы для того, чтобы ограничить температуру обмоток до допустимой максимальной величины. Работа при  $n > 1$  называется работой с ограничением по нагреву.

Скажем несколько слов относительно распределения площади окна сердечника между рабочими обмотками и обмотками управления в обычном ДН. При работе с ограничением по нагреву температура обеих обмоток должна быть одинаковой и, следовательно (5.47), площадь окна сердечника будет приблизительно определяться максимальной выходной мощностью в нагрузке.

При работе обмотки управления и рабочей обмотки при температуре ниже допустимой выходная мощность в нагрузке может быть увеличена путем увеличения поперечного сечения провода рабочей обмотки, как видно из (7.31). Площадь окна сердечника, занимаемая рабочей обмоткой, может быть увеличена за счет площади окна, занимаемой обмоткой управления. При этом потери в обмотке управления увеличатся. Максимально допустимая температура в обмотке управления ограничивает площадь окна, занимаемую рабочей обмоткой, и, следовательно, влияет на максимальную выходную мощность в нагрузке.

## § 9. Коэффициент формы

Эффективное значение тока нагрузки

$$I_{н, \text{эфф.}} = \left[ \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_n^2 d(\omega t) \right]^{1/2}. \quad (7.33)$$

Используя равенства (7.33), (5.44), (5.5) и (5.1), получим для коэффициента формы из (7.23) следующее выражение:

$$k_f = \frac{\sqrt{\pi/4 (2\pi - 2\alpha + \sin 2\alpha)}}{1 + \cos \alpha}. \quad (7.34)$$

Для  $I_n = I_{н, м}$ ,  $\alpha = 0$ , а  $k_f = \pi(2\sqrt{2}) = 1,11$ , что точно поддается измерениям. Однако, когда угол насыщения  $\alpha$  увели-

чивается, совпадение значений, полученных из равенства (7.34) и результатов эксперимента, уменьшается. Кривая  $k_p$ , изображенная на фиг. 46, получена экспериментально на двуххватном ДН с сердечниками из муметалла.

### § 10. Эффективное значение тока рабочих обмоток

В ДН с последовательно соединенными рабочими обмотками рабочий ток является и током нагрузки, т. е.

$$I_{p, \text{эфф.}} \equiv I_{н, \text{эфф.}}$$

В ДН с параллельно соединенными обмотками рабочий ток и ток нагрузки неидентичны.

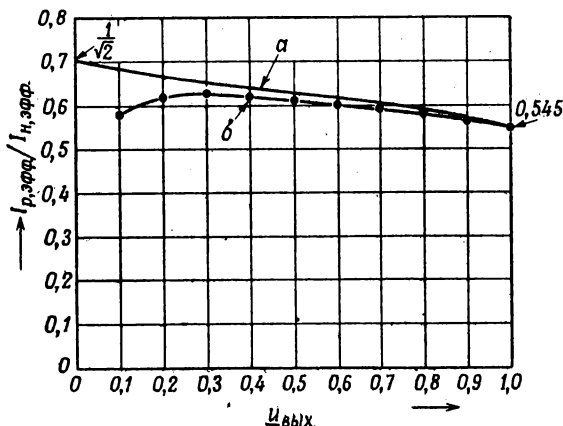
Эффективное значение рабочего тока

$$I_{p, \text{эфф.}} = \left[ \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_p^2 d(\omega t) \right]^{1/2}. \quad (7.35)$$

При  $R_y = 0$  рабочий ток  $i_p = 1/2 i_n$  (6.1), тогда

$$I_{p, \text{эфф.}} = \frac{1}{2} I_{н, \text{эфф.}} \quad (7.36)$$

При  $R_y = \infty$  кривая рабочего тока имеет вид, показанный на



Фиг. 51. Отношение эффективного значения рабочего тока к эффективному значению тока нагрузки.

$\alpha$  — теоретическая кривая при  $R'_y = \infty$ ;

$\sigma$  — экспериментальная кривая при  $R'_y = R_p$ .

фиг. 44, Е, Ж. После соответствующих вычислений можно получить, что

$$\frac{I_{p, \text{эфф.}}}{I_{н, \text{эфф.}}} = \left\{ \frac{1}{2} \left[ 1 - \frac{(1 + \cos \alpha)^2}{\pi \left( \pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right)} \right] \right\}^{1/2}. \quad (7.37)$$

Зависимость отношения  $I_{p, \text{эфф.}}/I_{n, \text{эфф.}}$  от относительного значения выходного напряжения  $u_{\text{вых.}}$  (7.6) показана на фиг. 51.

Из графика видно, что эффективный рабочий ток при  $R_y = \infty$  больше, чем при  $R_y = 0$ . Значения, полученные экспериментально для промежуточного случая  $R'_y = R_p$  (фиг. 45), показаны точками на фиг. 51.

### § 11. Эффективное значение тока управления

Для ДН с последовательно соединенными рабочими обмотками при  $a = 1$  коэффициент формы для тока управления практически такой же, как для тока нагрузки.

Для ДН с параллельно соединенными рабочими обмотками коэффициент формы определяется отношением  $R'_y/R_p$ . При  $R'_y \ll R_p$  и при  $a = 1$  коэффициент формы такой же, как и для ДН с последовательно соединенными обмотками. При  $R'_y \gg R_p$  коэффициент формы практически равен единице.

Если относительное значение ампервитков управления  $a > \pi/2$ , оба сердечника не выходят из состояния насыщения, и коэффициент формы тока управления практически равен единице независимо от способа соединения рабочих обмоток ДН или отношения  $R'_y/R_p$ .

### § 12. Коэффициент полезного действия

Коэффициент полезного действия

$$\eta = \frac{P_{\pi}}{P_{\pi} + \Sigma P}, \quad (7.38)$$

где  $\Sigma P$  означает сумму всех потерь, т. е.

$$\Sigma P = P_{Fe} + P_{Cu, y} + P_{Cu, p}. \quad (7.39)$$

Потери в сердечнике  $P_{Fe}$  состоят из потерь на гистерезис и вихревые токи и потерь, приписываемых смещению границ доменов (гл. 1, § 6). С уменьшением угла насыщения  $\alpha$  (с увеличением относительного значения выходного напряжения  $u_{\text{вых.}}$ ) колебания потока  $\Delta \Phi$  уменьшаются (5.26), площадь динамической петли гистерезиса уменьшается (фиг. 10) и, следовательно, потери в сердечнике падают. Однако поток рассеяния пропорционален рабочему току, поэтому с увеличением  $u_{\text{вых.}}$  поток рассеяния увеличивается. В нетороидальных сердечниках поток рассеяния имеет составляющую, перпендикулярную к плоскостям пластин сердечника и, следовательно, может вызвать значительные потери в сердечнике. Полные потери могут увеличиться с увеличением  $u_{\text{вых.}}$  [4.8].

Потери в меди  $P_{Cu, y}$  в обмотке управления состоят из постоянной составляющей и высших гармоник. Обычно постоянная составляющая этих потерь покрывается за счет источника постоянного напряжения цепи управления, а мощность потерь, рассеиваемая высшими гармониками, покрывается за счет трансформации мощности из рабочих обмоток.

Потери в меди  $P_{Cu, p}$  создаются в рабочих обмотках. Так называемый коэффициент полезного действия  $\eta_p$  рабочей цепи ДН с последовательно соединенными обмотками можно получить из равенств (7.38) и (7.39), если пренебречь  $P_{Fe}$  и  $P_{Cu, y}$ , в виде:

$$\eta_p = \frac{I_{n, \text{эфф.}}^2 R_n}{I_{n, \text{эфф.}}^2 (R_n + 2R_p)}. \quad (7.40)$$

Из равенств (7.27), (7.40) и (5.6) получим

$$\eta_p = \frac{n}{1+n} \quad (\text{кривая } C, \text{ фиг. 50}). \quad (7.41)$$

Изменение  $\eta_p$  показано на фиг. 50 кривой  $C$ . Следует отметить, что к. п. д. рабочей цепи равен 0,5 для максимальной отдаваемой мощности ( $n=1$ ) и увеличивается с увеличением коэффициента согласования  $n$ . Полный к. п. д.  $\eta$ , конечно, всегда меньше, чем  $\eta_p$ .

### § 13. Коэффициент усиления по мощности

Для любой точки характеристики управления коэффициент усиления по мощности

$$K_P = \left( \frac{dI_n}{dI_y} \right)^2 \frac{R_n}{R_y} k_f^2. \quad (7.42)$$

Для обычного ДН с теоретической характеристикой управления  $OA$  (фиг. 46) из равенств (7.42) и (5.47) получается выражение

$$K_P = \frac{R_n}{R_y} \left( \frac{w_y}{w_p^*} \right)^2 k_f^2. \quad (7.43)$$

Заметим, что теоретический коэффициент усиления постоянен в области пропорциональности характеристики управления при условии незначительных изменений коэффициента формы.

Используя равенства (7.27), (7.28), (5.52) и (7.43), получим следующее выражение для  $K_P$ :

$$K_P = n \frac{R_p^*}{R} \left( \frac{w_y}{w_p} \right)^2 k_f^2 = \frac{n}{1+n} \frac{R_{\text{вых.}}}{R_y} k_f^2. \quad (7.44)$$

Коэффициент усиления по мощности пропорционален коэффициенту согласования  $n$ . Отношение  $R_p^*/R_y$  показывает, что коэффи-

коэффициент усиления по мощности может быть увеличен, если большую часть площади окна сердечника будет занимать обмотка управления, а меньшую часть — рабочая обмотка. Схема соединения рабочих обмоток ДН — параллельная или последовательная — не влияет на коэффициент усиления по мощности. Типичные значения величины  $K_P$  меняются от 1 для маломощных ДН до 100 для ДН с 1 *квт* выходной мощности или более.

#### § 14. Коэффициент усиления по ампервиткам

Коэффициент усиления по ампервиткам

$$K_{AW} = \left( \frac{dI_n}{dI_y} \right) \frac{w_p}{w_y}. \quad (7.45)$$

Для ДН с последовательно соединенными рабочими обмотками коэффициент усиления по ампервиткам (7.45), (5.47), (5.17)

$$K_{AW} = 1, \quad (7.46)$$

а для ДН с параллельно соединенными обмотками (7.45), (5.47), (5.18)

$$K_{AW} = 2. \quad (7.47)$$

Выражение для коэффициента усиления по ампервиткам, одинаково применимое к ДН с последовательно и параллельно соединенными рабочими обмотками, имеет следующий вид:

$$K_{AW}^* = \left( \frac{dI_n}{dI_y} \right) \frac{w_p^*}{w_y}. \quad (7.48)$$

Для обычного ДН с теоретической характеристикой управления ОА (фиг. 46) из равенств (7.48) и (5.45) получим

$$K_{AW}^* = 1. \quad (7.49)$$

Коэффициент усиления по ампервиткам  $K_{AW}^*$  является основным параметром обычных ДН. Он не зависит от числа витков и размеров сердечника. Только ток возбуждения ДН незначительно влияет на него. Нетрудно заметить, что коэффициент усиления по ампервиткам  $K_{AW}^*$  идентичен тангенсу угла наклона характеристики управления, когда она построена в безразмерной форме:  $i_n$  в функции от  $a$  (фиг. 46).

Интересно также отметить, что коэффициент усиления по ампервиткам (7.48) и коэффициент усиления по мощности (7.42) связаны следующим образом:

$$K_P = K_{AW}^{*2} \left( \frac{w_y}{w_p^*} \right)^2 \frac{R_n}{R_y} k_f^2, \quad (7.50)$$

Повторим, что все рассуждения справедливы только по отношению к схемам, изображенным на фиг. 34, 35, когда управляющее напряжение  $U_y$  содержит только постоянную составляющую (гл. 5, § 8).

### § 15. Коэффициент усиления по току

Коэффициент усиления по току

$$K_I = \frac{dI_n}{dI_y}. \quad (7.51)$$

Из равенств (7.45) и (7.51)

$$K_I = K_{AW} \frac{\omega_y}{\omega_p}. \quad (7.52)$$

Принимая во внимание равенства (7.46) и (7.47), видим, что коэффициент усиления по току практически зависит только от отношения чисел витков. Коэффициент усиления по току не определяется параметрами сердечника, но ограничивается технической возможностью намотки с определенным отношением чисел витков на сердечниках.

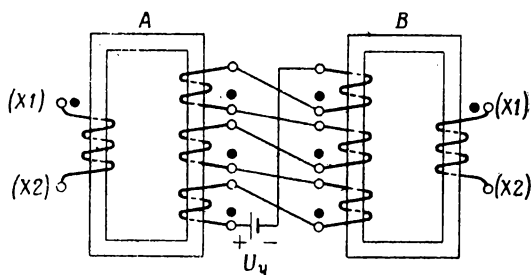
### § 16. Различные конструкции дросселей

В течение интервала возбуждения напряжения на обмотках управления  $u_{y,A}$  и  $u_{y,B}$  (фиг. 34, 35) выражаются следующим образом:

$$u_{y,A} = u_p, A \omega_y / \omega_p, \quad (7.53)$$

$$u_{y,B} = u_p, B \omega_y / \omega_p. \quad (7.54)$$

Для больших отношений чисел витков  $\omega_y / \omega_p$  напряжения  $u_{y,A}$  и  $u_{y,B}$  могут стать настолько большими, что необходимо будет принять

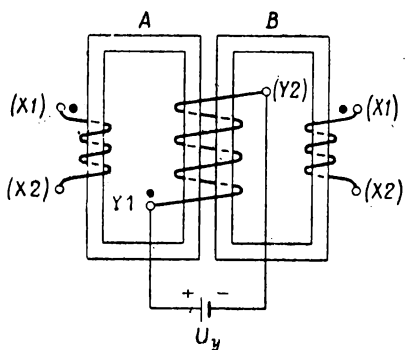


Фиг. 52. Расположение обмоток управления для уменьшения индуцированных э. д. с.

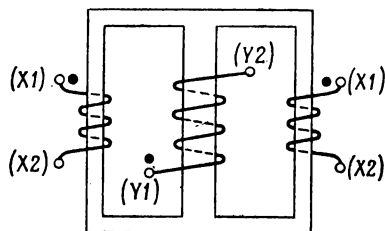
меры для улучшения изоляции. В этом случае обмотки управления могут быть подразделены и пересоединены так, как показано на фиг. 52. Максимальное напряжение на обмотках управления теперь равно  $1/n$ -ной напряжений, определяемых равенствами (7.53) и (7.54),

если  $n$  обозначает число катушек, на которое подразделена каждая обмотка управления. В остальном работа ДН остается без изменений.

Частный случай конструкции, изображенной на фиг. 52, получается при расположении соседних дросселей насыщения  $A$  и  $B$  близко друг к другу и при намотке единственной общей обмотки управления вокруг соседних стержней (фиг. 53). При работе со свободными четными гармониками тока потокоцепление обмотки управления  $(\phi_A + \phi_B)\omega_y$  постоянно (5.13) и, следовательно, в течение интервала возбуждения в ней не индуцируется э. д. с. Конструкция, изображенная на фиг. 53, имеет еще одно преимущество в том, что требуется только одна катушка обмотки управления, в результате чего уменьшаются сопротивление обмотки управления и стоимость дросселя. В других отношениях работа ДН остается без изменений.



Фиг. 53. Общая обмотка управления на двух отдельных сердечниках.



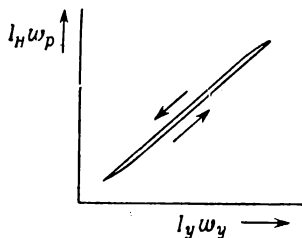
Фиг. 54. Общая обмотка управления на среднем стержне трехстержневого сердечника.

Сердечники на фигурах изображены схематично и не соответствуют реальным конструкциям. Практически все тороидальные сердечники, используемые для магнитных усилителей, имеют одну обмотку управления, которая охватывает оба сердечника (фиг. 194).

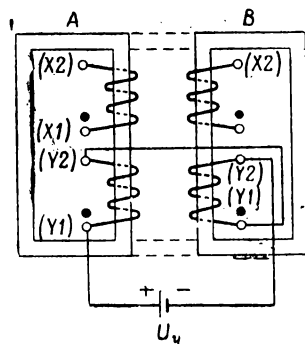
Дальнейшим шагом в упрощении конструкций является объединение двух ДН (фиг. 53) в трехстержневой сердечник (фиг. 54). В то время как каждый стержень, изображенный на фиг. 53, проводит поток, состоящий из постоянной составляющей и нечетных гармоник (фиг. 37, Д), средний стержень на фиг. 54 проводит в первом приближении только постоянную составляющую потока в сердечнике. На фиг. 3 было показано, что при одной и той же напряженности поля  $H$  может быть получено два различных значения индукции  $B$ . Переноса это явление на работу ДН, можно ожидать при одном и том же значении тока управления два различных значения постоянного потока и, следовательно, два различных значения тока нагрузки (фиг. 55). Таким образом, характеристики управления тоже будут иметь гистерезис. Для обычных ДН этот гистерезис достаточно мал и поэтому допустим. Однако в цепях амплитатов

гистерезис в характеристиках управления увеличивается за счет увеличения коэффициента усиления по ампервиткам, поэтому принимаются меры для уменьшения или исключения гистерезиса.

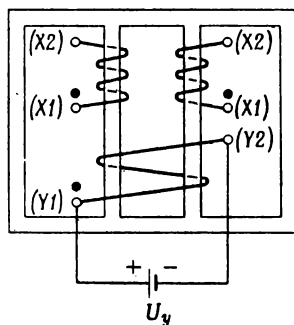
Вышеупомянутая многозначность кривой намагничивания объясняется тем, что индукция  $B$  определяется не только напряженностью поля  $H$ ,



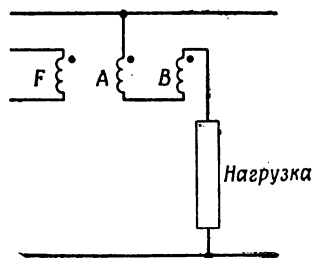
Фиг. 55. Характеристика управления при трехсердцевом сердечнике; заметно влияние гистерезиса.



Фиг. 56. Четырехсердцевая конструкция сердечника с отдельными обмотками управления.



Фиг. 57. Четырехсердцевая конструкция сердечника с общей обмоткой управления.



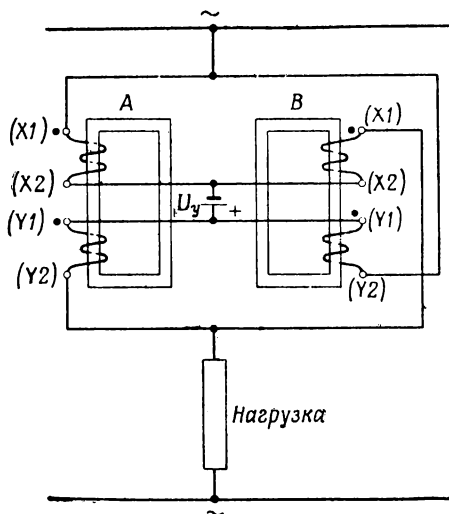
Фиг. 58. Символическое представление обычного дросселя насыщения с последовательно соединенными рабочими обмотками.

но также зависит от магнитной „предистории“ образца. Процесс перемагничивания, однако, может быть неизменным, если доводить сердечник до состояния насыщения в течение каждого периода переменного тока. Таким образом, сложение постоянной м. д. с. с переменной м. д. с., доводящей сердечник до насыщения, приводит к работе по петле  $B-H$ , которая зависит только от абсолютной величины амплитуды переменной м. д. с., но не от предыдущего



значения постоянной м. д. с. В результате гистерезис в характеристике управления ДН будет отсутствовать, если в сердечниках, кроме постоянной управляющей м. д. с., имеется переменный магнитный поток, достигающий насыщения в течение каждого периода.

Сравним теперь потоки в сердечниках, представленных на фиг. 53, 54. Сердечник, изображенный на фиг. 53, полностью подвержен действию переменного насыщающего (перемангничивающего) потока, и, следовательно, гистерезис в характеристике управления практически исключается. Напротив, в среднем стержне сердечника,



Фиг. 59. Дроссель насыщения с общими рабочими обмотками и обмотками управления.

показанного на фиг. 54, присутствует только постоянный поток. Следовательно, характеристика управления будет иметь гистерезис. Таким образом, для амплистатов предпочитается конструкция сердечника, изображенная на фиг. 53.

Поместим ДН рядом друг с другом (фиг. 56). Если две магнитные цепи соединить двумя перемычками, как показано пунктирными линиями, длина пути переменных потоков в сердечнике значительно уменьшится. В результате в сердечнике будет более низкий ток возбуждения и более слабое поле рассеяния. Последнее важно для мощных ДН, потому что потоки рассеяния могут вызывать значительный нагрев в близко расположенных железных частях конструкций. Две обмотки управления можно опять заменить [23.4] одной общей обмоткой (фиг. 57).

В связи с тем, что основные функции ДН не зависят от различия в конструкциях, изображенных на фиг. 52—57, схемы, с рабочими

обмотками  $A$  и  $B$  и обмоткой управления  $F$ , обычно дают достаточное представление о ДН (гл. 23—28). Например, схема, изображенная на фиг. 34, дана в упрощенной форме на фиг. 58. Символ  $F$  для обмотки управления используется на практике по аналогии с электрическими машинами, где  $F$  обозначает обмотку возбуждения.

До сих пор рассматривался ДН, имеющий рабочие обмотки и обмотки управления. Однако эти две обмотки могут быть скомбинированы так, как показано на фиг. 59. Эта комбинация полезна там, где рабочие обмотки и обмотки управления могут быть идентичны и где электрическое разделение между этими обмотками не обязательно. Преимуществом такой конструкции является увеличение выходной мощности ДН.

## СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДРОССЕЛЯ НАСЫЩЕНИЯ С АКТИВНОЙ НАГРУЗКОЙ И ПОДАВЛЕННЫМИ ЧЕТНЫМИ ГАРМОНИКАМИ ТОКА

### § 1. Общие вопросы

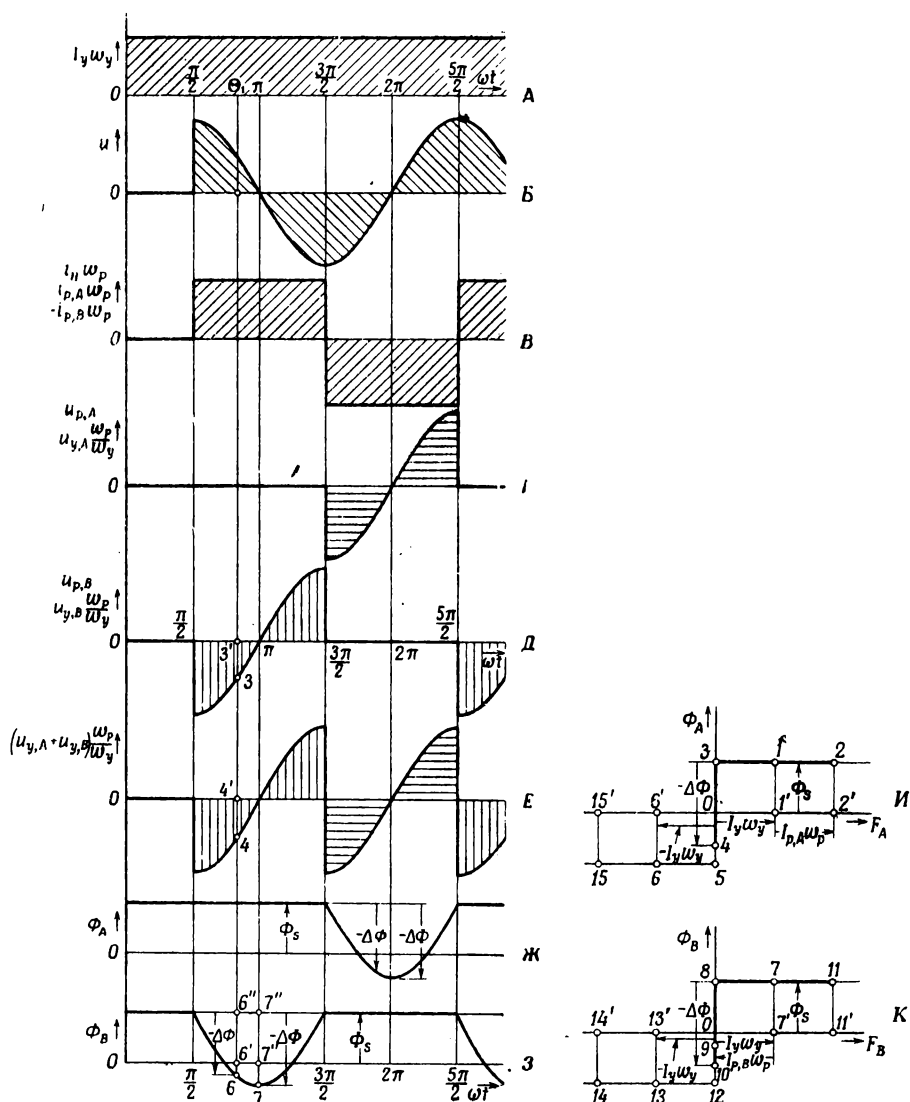
Работа с подавленными четными гармониками происходит на практике в тех случаях, когда управляющий сигнал представляет собой ток, получаемый непосредственно от мощного источника постоянного тока, например при измерении больших постоянных токов (гл. 24, § 14), или когда обмотка управления отсутствует, например в стабилизаторах тока с постоянными магнитами (гл. 24, § 15).

### § 2. Работа с сопротивлением цепи переменного тока, равным нулю ( $R_{\text{вых.}} = 0$ )

Положим, что сопротивление нагрузки  $R_n$  и сопротивления рабочих обмоток  $R_{p, A}$  и  $R_{p, B}$  равны нулю (фиг. 34), а шины 1 и 5 отсоединены. Источник управляющего напряжения  $U_y$  создает ток в обеих обмотках управления. Символ  $R_y$  здесь обозначает сопротивление или индуктивность достаточной величины, чтобы подавить четные гармоники тока в обмотке управления.

Как и во всех схемах, содержащих сопротивление и индуктивность, при подключении источника переменного напряжения в произвольный момент времени возможен переходный процесс. Однако если источник переменного напряжения включается с таким фазовым углом, при котором установившееся значение переменного тока должно быть равно нулю, то переходного процесса не будет. В линейных, чисто индуктивных цепях переменный ток становится равным нулю, когда напряжение питания достигает своей максимальной величины, а так как мы полагаем, что прикладываем синусоидальное переменное напряжение питания (5.1) к нашей нелинейной цепи, то это имеет место при  $\omega t = \pi/2$  (фиг. 60, Б).

Перед приложением переменного напряжения в сердечниках имеются м. д. с. вследствие того, что к ним приложены только ампервитки управления (фиг. 60, А, И, К). Идеальные прямоугольные кривые намагничивания сердечников показаны на фиг. 60, И для сердечника А и на фиг. 60, К для сердечника В. При  $\omega t < \pi/2$  м. д. с.



Фиг. 60. Кривые токов и напряжений при выходном сопротивлении, равном нулю. А — ампервитки управления; Б — напряжение питания; В — рабочие ампервитки и ампервитки нагрузки; Г, Д — напряжение на одной рабочей обмотке и обмотке управления; Е — напряжение на двух обмотках управления; Ж, З — зависимость потоков в сердечниках от времени; И, К — зависимость потоков в сердечниках от м. д. с.

равны  $0-1'$  и  $0-7'$ , а потоки в сердечниках будут  $1-1'$  и  $7-7'$ . Рабочие точки 1 и 7 находятся на ветвях насыщения кривых намагничивания и, следовательно, потоки  $\phi_A$  и  $\phi_B$  равны потоку насыщения  $\Phi_s$ . Если м. д. с. в сердечнике изменяется, например, с помощью тока, появляющегося в рабочей обмотке, то такой ток не будет вызывать изменений потоков  $\phi_A$  и  $\phi_B$ , пока он положителен, и не будет вызывать изменения этих потоков, если он отрицателен, но его ампервитки не превышают ампервитков управления. Это значит, что потокоцепление остается постоянным и, следовательно, дроссель при рассмотренных выше условиях не будет вести себя как индуктивность.

Предположим теперь, что источник переменного напряжения  $u$  включается при  $\omega t = \pi/2$  (фиг. 60, Б) в цепи, индуктивность которой в этот момент и сопротивление, согласно предыдущим допущениям, равны нулю. Под влиянием напряжения питания  $u$  ток нагрузки возрастает мгновенно (фиг. 60, В) до величины

$$i_n = I_y \omega_y / \omega_p, \quad (8.1)$$

получающейся из равенства ампервитков нагрузки ампервиткам управления аналогично равенству (5.47).

Рабочими точками на кривой намагничивания при этом являются точка 2 для сердечника А (фиг. 60, И) и точка 8 для сердечника В (фиг. 60, К). В это мгновение (т. е. при  $\omega t = \pi/2 + 0$ ) поток в сердечнике В достигает вертикальной ветви 12—8; следовательно, сердечник В обладает индуктивностью  $L_p$ . Величина  $i_n$ , полученная из выражения

$$u = L_p \frac{di_n}{dt} = \omega L_p \frac{di_n}{d(\omega t)}, \quad (8.2)$$

равна

$$i_n = \frac{1}{\omega L_p} \int_{\pi/2}^{\omega t} u d(\omega t) + C. \quad (8.3)$$

При  $\omega t = \pi/2$  интеграл в выражении (8.3) равен нулю и, следовательно,

$$C = I_n. \quad (8.4)$$

Используя равенства (5.1), (8.3) и (8.4), получим

$$i_n = I_n \left[ 1 + \frac{U_m}{\omega L_p I_n} \sin \left( \omega t - \frac{\pi}{2} \right) \right], \quad (8.5)$$

$$\frac{\pi}{2} < \omega t < \frac{3}{2} \pi.$$

Отсюда следует, что ток нагрузки состоит из постоянной составляющей  $I_n$ , на которую наложена синусоида. На практике величина  $U_m / \omega L_p I_n$  небольшая, так как рабочее реактивное сопротивление  $\omega L_p$

значительно превосходит  $U_m/I_n$ . Величина тока нагрузки  $I_n$  пропорциональна току управления  $I_y$  (8.1).

При  $\omega t = \pi$  напряжение питания становится равным нулю, а затем до  $\omega t = 2\pi$  остается отрицательным (фиг. 60). С переменой знака напряжения питания ток нагрузки также стремится переменить знак на обратный. Такая перемена, однако, невозможна (8.1) до тех пор, пока поток  $\phi_B$  остается в вертикальной части  $10-8$  кривой  $B-H$  (фиг. 60,  $K$ ). При стремлении рабочего тока  $|-i_{r, B}|$  уменьшиться поток  $\phi_B$  увеличивается и, таким образом, создает э. д. с., которая становится равной по величине и противоположной по знаку напряжению питания. Следовательно, несмотря на отрицательное напряжение питания, ток нагрузки может оставаться положительным.

Изменение потока от значения, соответствующего точке 8, к значению в точке 10 (фиг. 60,  $K$ ) в течение интервала  $\pi/2 < \omega t < \pi$  описывается интегралом (5.22). Перемена знака этого интеграла соответствует изменению величины потока от точки 10 к точке 8. Анализ изменений рабочего напряжения  $u_{r, B}$  (фиг. 60,  $L$ ) приводит к непосредственному установлению того обстоятельства, что площадь, образуемая кривой рабочего напряжения с осью времени при  $\pi < \omega t < 3\pi/2$ , равна и противоположна по знаку площади, образуемой этой же кривой с осью времени между  $\pi/2$  и  $\pi$ . Следовательно, поток  $\phi_B$  достигает точки 8 (фиг. 60,  $K$ ) при  $\omega t = 3\pi/2$ . При достижении насыщения сердечником  $B$  э. д. с. больше не может индуктироваться, и ток нагрузки теперь зависит исключительно от значения напряжения питания. Следовательно, ток нагрузки падает до нуля при  $\omega t = 3\pi/2$  и быстро возрастает в противоположном направлении, которое совпадает с направлением мгновенного значения напряжения питания. Ток нагрузки протекает в этом новом направлении до  $5\pi/2$  радиан, пока опять не произойдет изменение знака. В результате кривая тока нагрузки имеет прямоугольную форму, как показано на фиг. 60,  $B$ .

Важно также отметить, что изменение напряжения питания  $U_m$  и частоты питания  $f = \omega/2\pi$  действует только на отношение  $U_m/\omega L_p I_n$  (8.5). Любые изменения этого отношения, которое само по себе мало, будут вызывать лишь незначительные изменения  $i_n$ . Из этих исследований вытекает важный вывод, что ток нагрузки  $i_n$  пропорционален току управления и что изменения напряжения питания и частоты питания влияют совсем незначительно. Очевидно, выпрямление тока нагрузки с кривой прямоугольной формы приведет к почти идеальному постоянному току. Благодаря тому, что мгновенные изменения тока управления вызывают пропорциональные, мгновенные изменения тока нагрузки, выпрямленный ток нагрузки становится точной копией тока управления, уменьшенного в отношении  $\omega_y/\omega_r$ . Такой схеме, следовательно, присущи свойства трансформаторов постоянного тока [8.1] — [8.10].

Если ампервитки управления заменить постоянным магнитом, то выходной ток в равной степени не будет зависеть ни от напряжения питания, ни от частоты питания. Для упрощения конструкции два сердечника  $A$  и  $B$  заменяются трехстержневым сердечником. Такое устройство используется в качестве стабилизатора тока. Если на выходе включить постоянное сопротивление, то от стабилизатора тока можно получать стабилизированное напряжение. Там, где практически требуется полная независимость от напряжения питания и частоты питания, добавляется еще простая компенсирующая схема.

Резюмируя, можно сказать, что в случае идеальной прямоугольной кривой намагничивания  $L_p = \infty$  и ток нагрузки имеет кривую прямоугольной формы, высота которой определяется током управления  $I_y$ , так как ампервитки управления равны ампервиткам нагрузки (8.1). Изменения напряжения питания и частоты питания не влияют на величину тока нагрузки при нормальном режиме и режиме недовозбуждения (см. гл. 7, § 2). При работе со свободными четными гармониками тока поток в сердечнике не содержит никаких четных гармоник; в случае работы с подавленными четными гармониками тока четные гармоники появляются в потоке.

### § 3. Уравнения потока при $R_{\text{внх.}} = 0$

Благодаря насыщению сердечника  $A$  в течение интервала  $\pi/2 < \omega t < 3\pi/2$  напряжение на концах обмотки дросселя не появляется (фиг. 60, Г). Однако в течение того же интервала сердечник  $B$  ненасыщен и, следовательно, напряжение на нем может уравновешивать линейное напряжение между точками  $X1$  и  $X2$ . С учетом полярности рабочее напряжение

$$u_{p, B} = -u. \quad (8.6)$$

Кривая изменения  $u_{p, B}$  изображена на фиг. 60, Д. Вследствие отсутствия насыщения рабочее напряжение  $u_{p, B}$  будет полностью трансформироваться в обмотку управления, согласно соотношению

$$\frac{u_{p, B}}{u_{y, B}} = \frac{w_p}{w_y}. \quad (8.7)$$

Изменение э. д. с., индуцированной в цепи управления, которая представляет собой напряжение между концами  $Y1$  дросселя  $A$  и  $Y2$  дросселя  $B$ , показано на фиг. 60, Е. Под влиянием напряжений  $u_{p, A}$  и  $u_{p, B}$  потоки  $\phi_A$  и  $\phi_B$  будут изменяться. Например:

$$\frac{d\phi_B}{dt} \frac{w_p}{10^8} = u_{p, B}. \quad (8.8)$$

Используя равенства (5.1), (8.6) и (8.8), получим

$$\phi_B = \phi_s + \frac{U_m 10^8}{\omega w_p} \cos \omega t. \quad (8.9)$$

Этот поток состоит из постоянной составляющей  $\Phi_s$  (потока насыщения) и накладывающегося переменного потока

$$\Delta\phi = \Delta\Phi \cos \omega t, \quad (8.10)$$

где максимальное изменение потока

$$\Delta\Phi = \frac{U_m 10^8}{\omega \mathcal{W}_p}. \quad (8.11)$$

Из равенств (8.9), (8.10) и (8.11) получим окончательно

$$\phi_B = \Phi_s - \Delta\Phi \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right). \quad (8.12)$$

При  $\pi/2 < \omega t < 3\pi/2$  поток в сердечнике  $B$  изменяется по синусоидальному закону, как показано на фиг. 60. В течение следующего полупериода аналогичные колебания потока происходят в сердечнике  $A$  (фиг. 60,  $\mathcal{K}$ ). Следует отметить, что колебания потока не зависят от индуктивности рабочей обмотки  $L_p$  (8.11). Очевидно также, что если бы колебания потока в два раза превышали поток насыщения  $\Phi_s$ , то сердечник  $B$  становился бы вновь насыщенным на ветви 12—14 (фиг. 60,  $K$ ) и, следовательно, снова потерял бы свою индуктивность. В этом случае имеет место другой режим работы ДН. Режим работы определяется величиной относительного возбуждения. Все предыдущие равенства были выведены для нормального возбуждения или недовозбуждения (гл. 7, § 2).

Аналогично дросселям насыщения со свободными четными гармониками тока (гл. 5, § 9) ДН с подавленными четными гармониками тока может быть использован как нуль-орган или модулятор [27.17], [27.18] (иногда его называют магнетором). Выходная величина, используемая в случае ДН с подавленными четными гармониками тока, представляет собой четные гармоники напряжения на обмотке управления (фиг. 60,  $E$ ). Изменение полярности тока управления будет вызывать изменение фазы выходного напряжения.

#### § 4. Работа ДН при конечном сопротивлении нагрузки

Как будет видно из дальнейшего, форма кривой тока нагрузки меняется в зависимости от режима работы. Для различной величины нагрузки имеют место существенные изменения ограничивающих условий, в результате чего форма кривой тока нагрузки будет также подвержена существенным изменениям. Существуют четыре режима работы ДН при нормальном возбуждении и недовозбуждении и четыре аналогичных режима работы ДН при перевозбуждении [8.9].

#### § 5. Первый режим работы (область пропорциональности)

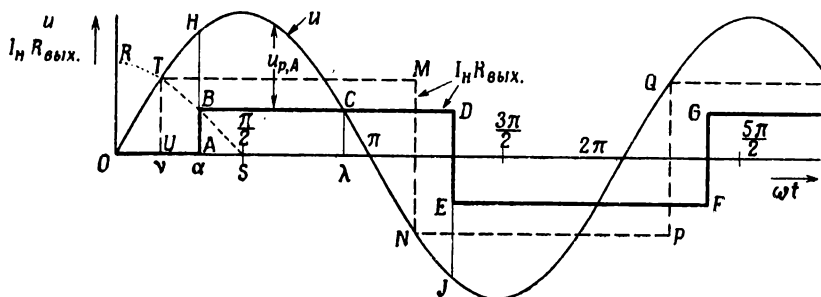
В дальнейшем будем считать, что к цепи переменного тока подключено сопротивление  $R_{\text{вых}}$  (5.8). По аналогии с линейной цепью  $R-L$  установившееся значение тока нагрузки становится равным нулю,



когда напряжение достигает максимума. Как и в предыдущем случае, в это мгновение дроссели имеют импеданс, равный нулю, а ток нагрузки скачком возрастает до того значения, при котором удовлетворяется равенство (8.1). Как говорилось еще в гл. 5, § 7, между ампервитками нагрузки и ампервитками управления существует равенство

$$\frac{I_H}{I_{H,m}} = \frac{I_y \omega_y}{I_{H,m} \omega_p}. \quad (8.13)$$

Если считать, что в установившемся процессе все величины должны возвращаться к исходным значениям через промежуток времени в  $2\pi$  радиан, то можно определить угол  $\alpha$  (фиг. 61). В применении к потоку



Фиг. 61. Напряжение питания  $u$  и номинальное выходное напряжение  $I_H R_{вых.}$  при первом режиме работы.

в сердечнике это означает, что изменение потока по нисходящей ветви петли должно быть равно его изменению по восходящей ветви. Изменение потока по нисходящей ветви петли вызывается напряжением  $u_{p,A}$ , представляющим собой разность между напряжением питания  $u$  и номинальным выходным напряжением  $u_{вых.}$ . Это напряжение появляется на сопротивлении  $R_{вых.}$ , которое включает в себя все сопротивления выходной цепи. Полезное напряжение нагрузки  $U_H$  появляется только на сопротивлении нагрузки  $R_H$ . В связи с тем, что не важно, появляется ли рабочее напряжение на дросселе  $A$  или  $B$ , в дальнейшем обозначения  $u_{p,A}$  и  $u_{p,B}$  заменены на  $u_p$ . Изменение потока определяется равенством, подобным (5.24):

$$\Delta\Phi = \frac{10^8}{\omega \omega_p} \int_{\alpha}^{\lambda} u_p d(\omega t). \quad (8.14)$$

Уменьшение потока пропорционально площади  $HCB$  (фиг. 61). Для того чтобы приращение потока было равно его уменьшению,

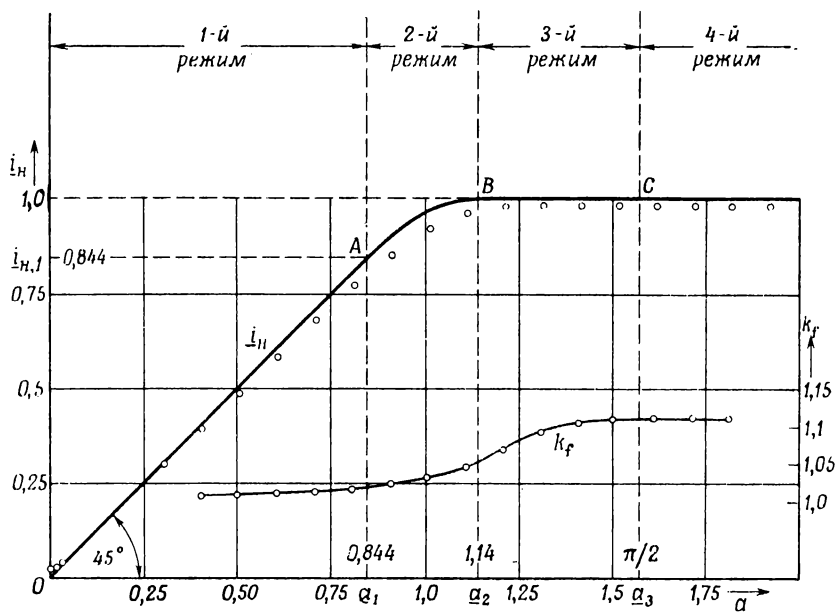
необходимо, чтобы площадь  $CDJ = HBC$ . Это равенство определяет угол  $\alpha$ :

$$\int_{\alpha}^{\alpha+\pi} (U_m \sin \omega t - I_n R_{\text{вых.}}) d(\omega t) = 0 \quad (8.15)$$

и

$$\alpha = \arccos \frac{I_n R_{\text{вых.}}}{U}. \quad (8.16)$$

Траектория точки  $B$  (фиг. 61) является косинусоидой ( $RTBS$ ) с амплитудой  $2U_m/\pi$ . Эта величина равна линейному напряжению  $U$ , измеренному детекторным прибором. С увеличением отношения  $I_n R_{\text{вых.}}/U$  точка  $B$  двигается влево по своей косинусоиде и в конце концов



Фиг. 62. Обобщенная характеристика управления  $OABC$ . Сплошной линией показана теоретическая характеристика; точками — экспериментальная;  $k_f$  — коэффициент формы.

достигает пересечения с кривой питающего напряжения  $u$  в точке  $T$  при  $\omega t = \gamma$ . Дальнейшее увеличение отношения  $I_n R_{\text{вых.}}/U$  не будет вызывать продолжения перемещения точки  $B$  вдоль траектории  $T-R$ , так как при  $\alpha < \gamma$  линейное напряжение не будет достаточным для создания номинального выходного напряжения  $I_n R_{\text{вых.}}$ . Отсюда следует, что описанный выше режим работы ограничивается точкой  $T$ . При больших значениях отношения  $I_n R_{\text{вых.}}/U$  работа ДН имеет другой характер, который будет описан ниже.

Ограничивающий угол  $\gamma$  для первого режима работы получается из (8.16) при  $\omega t = \gamma = \alpha$ :

$$u = U_m \sin \gamma = I_n R_{\text{вых.}} = U \cos \gamma, \quad (8.17)$$

$$\gamma = \arctg \frac{2}{\pi} = 32,5^\circ \left( \frac{\pi}{180} \right) \quad (8.18)$$

и

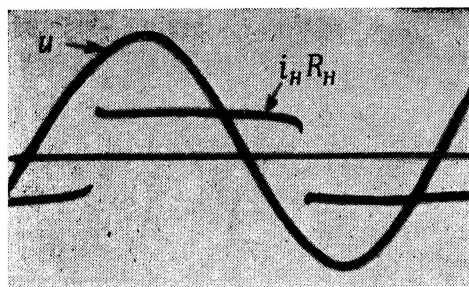
$$\cos \gamma = \frac{1}{\sqrt{1 + \left( \frac{2}{\pi} \right)^2}} = 0,844 = a_1. \quad (8.19)$$

Ограничивающие условия для первого режима работы следующие:

$$0 < \frac{I_n R_{\text{вых.}}}{U} \leq 0,844. \quad (8.20)$$

Изменение напряжения на нагрузке для граничного случая показано на фиг. 61 пунктирной кривой  $UTMNPQ$ .

Как и в гл. 7, § 1, характеристика управления может быть построена в обобщенном виде. Зависимость между относительным значением тока нагрузки и относительным значением ампервитков



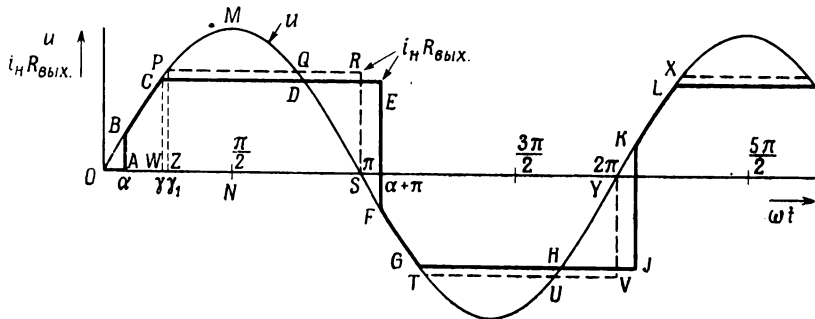
Фиг. 63. Осциллограмма напряжения питания  $u$  и напряжения на нагрузке  $i_n R_n$  при первом режиме работы.

управления выражается прямой линией (8.13), которая (при одинаковых масштабах) проходит под углом  $45^\circ$  к осям координат (фиг. 62). Для отрицательного значения тока управления получается характеристика, симметричная относительно оси ординат. Экспериментально полученные результаты располагаются несколько ниже верхней части теоретической характеристики и несколько выше ее нижней части.

На фиг. 63 показана осциллограмма питающего напряжения  $u$  и напряжения на сопротивлении нагрузки.

### § 6. Второй режим работы

Для относительных значений ампервитков управления  $\underline{a} > 0,844$  имеет место новый режим работы ДН (фиг. 64). Номинальное выходное напряжение  $u_{\text{вых.}}$  равно  $u$  при  $\alpha < \omega t < \gamma$ , и оба сердечника насыщаются одновременно. Как показано в гл. 5, § 7, закон равенства ампервитков (8.1) несправедлив для случая одновременного насыщения обоих сердечников. При  $\gamma < \omega t < \alpha + \pi$  насыщается только один сердечник и, следовательно, выражение (8.1) снова



Фиг. 64. Напряжение питания  $u$  и номинальное выходное напряжение  $i_n R_{\text{вых.}}$  при втором режиме работы.

имеет силу. Но в связи с тем, что соотношение (8.1) несправедливо в течение всего полупериода, закон равенства ампервитков (8.13) неприменим при втором режиме работы.

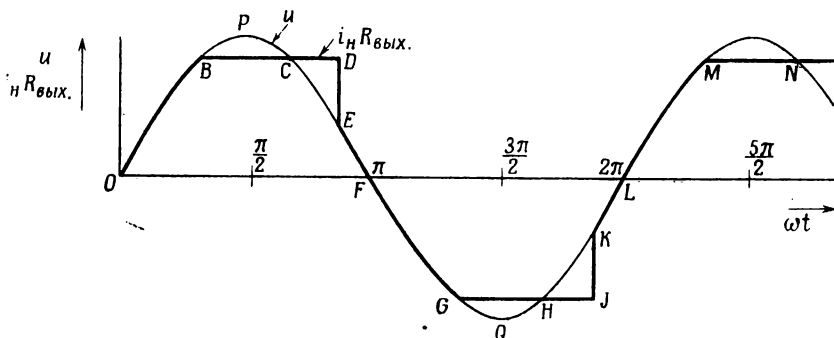
Метод расчета обобщенных характеристик управления приводится в работе [8.9], а характеристика нанесена в виде кривой  $A-B$  на фиг. 62. При увеличении значения ампервитков управления характеристика управления отклоняется от прямой линии, проходящей под углом  $45^\circ$  к осям координат, и располагается в горизонтальном направлении от точки  $B$ . Граница второго режима работы, очевидно, достигается при  $\alpha = 0$ . Соответствующее значение  $\underline{a}_2$  равно 1,14 и  $\gamma_1 = 46,4^\circ$ . Кривая тока нагрузки для этого граничного случая показана на фиг. 64 ломаной линией  $OBPQRSFTUVY$ .

### § 7. Третий режим работы

При  $\underline{a} > 1,14$  угол  $\alpha$  остается равным нулю. Кривая тока показана на фиг. 65 ломаной линией  $OB C D E F G H J K L$ , а величина  $I_n R_{\text{вых.}}$  выражается средним значением площади  $OBCDEFO$ . Как и раньше, площадь  $B C P = C D E$ , следовательно, произведение  $I_n R_{\text{вых.}}$  равно также площади фигуры  $OB P C E F O$ :

$$I_n R_{\text{вых.}} = U, \quad (8.21)$$

Из равенства (5.48) следует, что  $I_{н.} = I_{н. м.}$  Таким образом, несмотря на то, что форма кривой тока изменилась, его среднее значение



Фиг. 65. Напряжение питания  $u$  и номинальное выходное напряжение  $i_n R_{вых.}$  при третьем режиме работы.

осталось неизменным. Величина  $i_n$  в этой области может быть определена равенством (8.1). Увеличение тока управления приведет  $i_n$  к его предельной величине:

$$\frac{I_y \omega_y}{\omega_p} = i_n = \frac{U_m}{R_{вых.}}. \quad (8.22)$$

Максимальное значение  $\underline{a}_3$  для третьего режима работы, следовательно, равно

$$\underline{a}_3 = \frac{\pi}{2}. \quad (8.23)$$

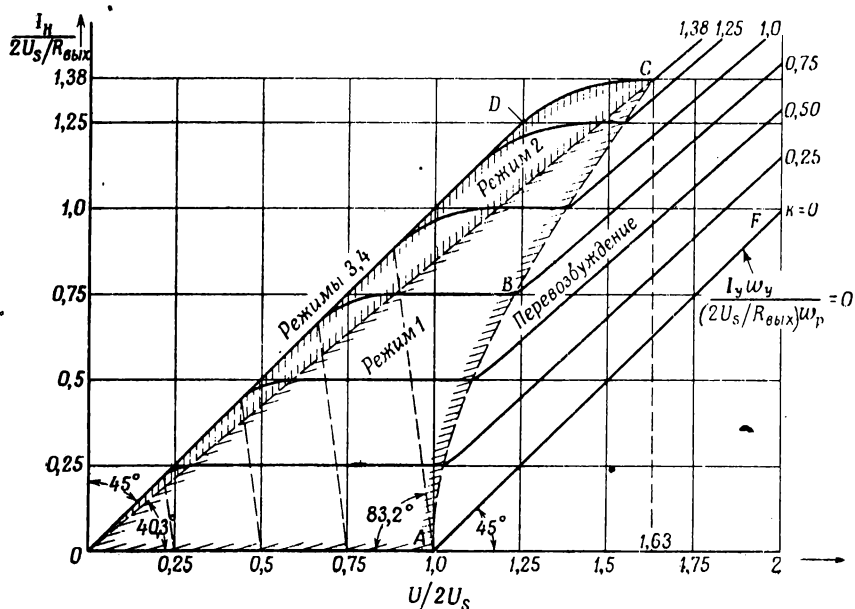
В то время как среднее значение тока нагрузки остается постоянным во время третьего режима работы (область BC, фиг. 62), эффективное значение выходного тока меняется, о чем можно судить по изменению коэффициента формы  $k_f$  (фиг. 62).

## § 8. Четвертый режим работы

При  $\underline{a} > \pi/2$  схема работает так, как если бы в дросселе не существовало железа. Ток нагрузки синусоидален, и его величина остается равной  $I_{н. м.}$  На фиг. 62 изменение  $i_n$  в этом случае представлено горизонтальной линией справа от точки C. В противоположность третьему режиму работы, где эффективная величина тока нагрузки меняется, эффективные значения тока нагрузки при четвертом режиме работы остаются постоянными,

### § 9. Влияние изменения напряжения питания

ДН с подавленными четными гармониками тока был также исследован в области перевозбуждения [8.9], в результате чего был получен график, показанный на фиг. 66. Первый режим работы происходит на площади, заключенной между линией  $OC$  и кривой  $ABC$ . Второй режим — между  $OC$  и  $ODC$ , третий и четвертый режимы работы ДН происходят по линии  $OD$ .



Фиг. 66. Влияние изменений напряжения питания на ток нагрузки дроселя насыщения.

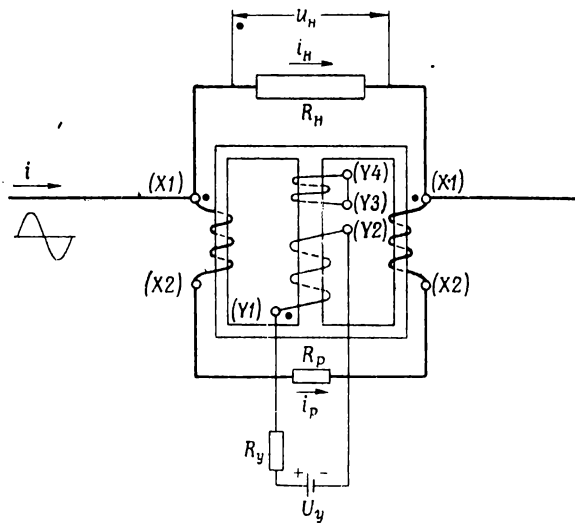
Характеристика работы при перевозбуждении ДН при  $a = 0$  является прямой линией, наклоненной под углом  $45^\circ$  к оси абсцисс; для более высоких значений  $a$  характеристика слегка искажается. Обобщенные характеристики управления, приведенные на фиг. 66, очень похожи на характеристики управления, приведенные на фиг. 48, которые относятся к ДН со свободными четными гармониками тока.

## Глава 9

### ДРОССЕЛЬ НАСЫЩЕНИЯ С ПАРАЛЛЕЛЬНО ВКЛЮЧЕННОЙ НАГРУЗКОЙ

#### § 1. Общие вопросы

В схемах, приведенных в гл. 4—8, источник питания представляет собой источник переменного напряжения с незначительным внутренним сопротивлением. Иногда, однако, внутреннее сопротивление



Фиг. 67. Схема дросселя насыщения с параллельно включенной нагрузкой.

источника может быть значительным, например при питании схемы от вторичной обмотки трансформатора тока. Если рассматривать предельный случай, а именно источник тока, то его внутреннее сопротивление теоретически должно быть равно бесконечности. Дроссель насыщения, будучи устройством, импеданс которого меняется между двумя конечными пределами, очевидно, не может управлять током нагрузки, если он сам включен последовательно с таким источником

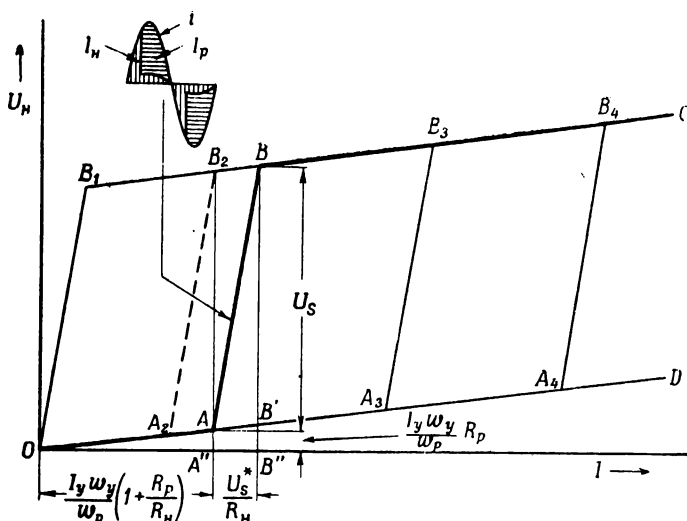
тока и нагрузкой. Однако если ДН присоединить параллельно нагрузке (фиг. 67), то он снова может эффективно управлять током нагрузки, шунтируя нагрузку переменным импедансом своих рабочих обмоток [9.1]—[9.4] (гл. 23, § 2).

Рабочие обмотки ДН между собой могут быть соединены последовательно (фиг. 67) или параллельно (фиг. 247).

В дальнейшем положим, что ток питания синусоидален и не изменяется при подключении сопротивлений в цепь питания, а кривая намагничивания обладает прямоугольной формой (фиг. 21).

## § 2. Область насыщения характеристики управления

В точке  $A$  безразмерной характеристики управления (фиг. 46)  $\alpha = 0$  и, следовательно, рабочий ток синусоидален. Поэтому можно считать, что имеется источник синусоидального тока  $i$  вместо источника синусоидального напряжения  $u$ .



Фиг. 68. Зависимость напряжения на нагрузке  $U_n$  от тока питания  $I$ . Ток обмотки управления является параметром.

Ток питания  $I$ , выраженный в средних значениях, распределится между рабочей цепью дросселя и цепью нагрузки, создавая на нагрузке напряжение

$$U_n = I \frac{R_p R_n}{R_p + R_n}. \quad (9.1)$$

Рабочий ток

$$I_p = I \frac{R_n}{R_p + R_n}. \quad (9.2)$$



В точке  $A$  (фиг. 46) закон равенства ампервитков еще остается в силе (гл. 5, § 7,  $I_p \omega_p = I_y \omega_y$ ) и, следовательно,

$$I = \frac{I_y \omega_y}{\omega_p} \left( 1 + \frac{R_p}{R_n} \right). \quad (9.3)$$

Из равенств (9.3) и (9.1)

$$U_n = \frac{I_y \omega_y}{\omega_p} R_p \quad (9.4)$$

и

$$I_n = \frac{I_y \omega_y}{\omega_p} \frac{R_p}{R_n}. \quad (9.5)$$

Точка  $A$  фиг. 46 может быть представлена соответственно точкой  $A$  на фиг. 68. Если синусоидальный линейный ток  $I$  уменьшается от  $OA''$ , то напряжение на нагрузке  $U_n$  уменьшается пропорционально (9.1). В связи с тем, что в точке  $A$  относительное значение ампервитков управления  $a = I_y \omega_y / I_{n,m} \omega_p^* = 1$ , уменьшение синусоидального линейного тока  $I_{n,m}$  при постоянном токе управления приводит к значению  $a > 1$  и, таким образом, участок  $OA$  (фиг. 68) соответствует участку насыщения  $AC$  (фиг. 46).

### § 3. Область пропорциональности характеристики управления

Если при неизменном токе управления  $I_y$  синусоидальный ток питания возрастет на  $\Delta I$  по сравнению с величиной, определяемой равенством (9.3), то рабочая точка сместится на участок пропорциональности  $AB$  (фиг. 46), где имеет силу закон равенства ампервитков. При  $I_y = \text{const}$  увеличение тока питания вызывает такое же увеличение тока нагрузки:

$$\Delta I_n = \Delta I. \quad (9.6)$$

Напряжение на нагрузке увеличится на

$$\Delta U_n = \Delta I R_n. \quad (9.7)$$

Максимальное напряжение  $\Delta U_n$ , очевидно, равно напряжению насыщения  $U_s^*$ , следовательно, длина отрезка  $AB'$  на фиг. 68 равна

$$AB' = \frac{U_s^*}{R_n}. \quad (9.8)$$

Тангенс угла наклона прямой  $AB$  пропорционален  $R_n$ . Отношение тангенсов угла наклона прямых  $AB$  и  $OA$  пропорционально  $1 + (R_n/R_p)$ .

Необходимо отметить, что напряжение между точками  $A$  и  $B$  является напряжением насыщения  $U_s^*$ , выраженным в средних значениях. Однако реальная пиковая величина напряжения на нагрузке может быть во много раз больше, чем  $U_s^*$ , поэтому необходимо

принимать специальные меры, чтобы предотвратить пробой изоляции на обмотках.

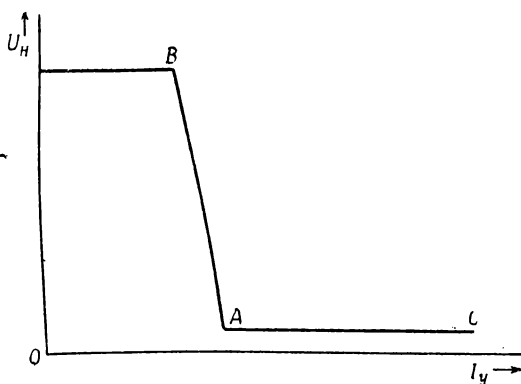
При большом отношении чисел витков  $\omega_y/\omega_p$  и высоком внешнем сопротивлении цепи управления четные гармоники напряжения на обмотке управления могут достичь очень большой величины. Для того чтобы уменьшить это напряжение, к концам обмотки управления ( $Y1$ ,  $Y2$ ) может быть присоединена емкость. Другой метод уменьшения напряжения на обмотках управления заключается в замыкании накоротко другой обмотки ( $Y3$ ,  $Y4$ ), включенной так же, как обмотки управления. В этом случае имеет место увеличение запаздывания изменения напряжения на нагрузке  $U_n$  при изменении тока питания  $I$  или управляющего напряжения  $U_y$ .

#### § 4. Область перевозбуждения

Увеличение тока питания сверх значения  $(I_y \omega_y / \omega_p)(1 + R_p / R_n) + U_y^* / R_n$  приводит к работе в области  $BC$  (фиг. 68), где напряжение на нагрузке увеличивается с той же скоростью, что и в области  $OA$ . Область  $BC$  соответствует положительной части области перевозбуждения  $BB'$  (фиг. 46).

#### § 5. Характеристика управления

Вид характеристики  $OABC$  (фиг. 68) показывает, что ДН можно использовать для получения сигнала, резко возрастающего при пре-



Фиг. 69. Зависимость напряжения на нагрузке  $U_n$  от тока управления  $I_y$ . Переменный ток в рабочих обмотках поддерживается постоянным по амплитуде.

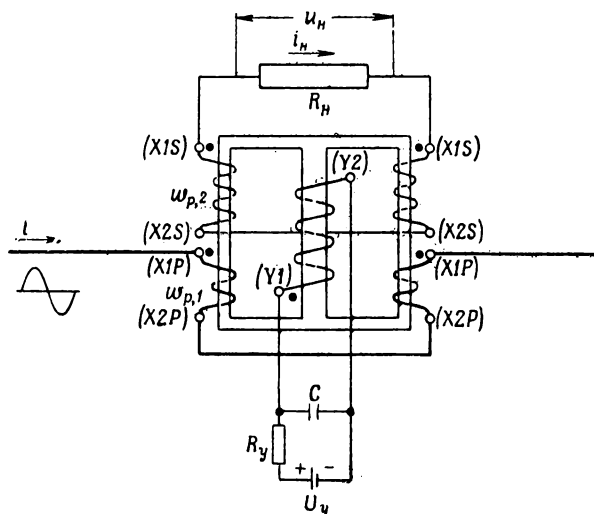
вышении линейным током величины, установленной ампервитками управления. Такой сигнал используется в защитных устройствах, таких, как ограничители токов.

Характеристики  $OB_1C$ ,  $OA_2B_2C$ ,  $OA_3B_3C$  (фиг. 68) построены для различных значений ампервитков управления. Общий вид кривой тока в области пропорциональности  $AB$  показан на этой же фигуре.

Если нужно получить сигнал, резко изменяющийся с изменением постоянного тока, может быть использована та же схема. Будем поддерживать переменный ток неизменным и равным величине  $OA''$  (фиг. 68), а ток управления  $I_y$  увеличивать от нуля. Тогда напряжение на нагрузке  $U_H$  будет постоянным ( $B_2A''$ ) до тех пор, пока ток  $I_y$  не достигнет величины, соответствующей проекции  $OA_2$  на ось абсцисс (фиг. 69, точка  $B$ ). При увеличении  $I_y$  напряжение на нагрузке  $U_H$  падает до величины  $AA''$  (фиг. 68) при токе, соответствующем величине  $OA''$ . При дальнейшем увеличении  $I_y$  напряжение на нагрузке остается постоянным ( $AC$ , фиг. 69).

## § 6. Трансформаторы насыщения

В схеме, изображенной на фиг. 67, цепь тока питания и цепь нагрузки не изолированы друг от друга. Для того чтобы изолировать одну цепь от другой, рабочие обмотки делаются из двух секций и соединяются, как показано на фиг. 70. Теперь ДН выполняет



Фиг. 70. Схема трансформатора насыщения. Емкость  $C$  включена для уменьшения четных гармоник напряжения на концах обмоток управления.

двойную функцию: он не только работает как переменное сопротивление, но и служит трансформатором, когда сердечник не насыщен. Такое устройство называется трансформатором насыщения [9.2].

В связи с тем, что имеется широкая возможность получать различные соотношения чисел витков между двумя секциями рабочих обмоток, в трансформаторе насыщения легко согласовать сопротивление нагрузки  $R_n$  с источником питания.

Рабочее сопротивление первичных обмоток (между  $X1P$  и  $X2P$ ) больше не влияет на напряжение на нагрузке, поэтому на фиг. 70 сопротивление  $R_p$  не показано.

Рабочее сопротивление вторичных обмоток (между концами  $X1S$  и  $X2S$ ) включено в сопротивление нагрузки  $R_n$ . Используя фиг. 68 и принимая  $R_p = 0$ , можно вывести характеристику трансформатора насыщения. Приводим  $R_n$  к рабочей стороне умножением на  $(w_{p,1}/w_{p,2})^2$ , а действительное напряжение на нагрузке получим умножением  $U_n$  (фиг. 68) на величину  $w_{p,2}/w_{p,1}$ .

Трансформатор насыщения может также использоваться в качестве трансформатора с управляемым отношением чисел витков. Если при каком-либо первичном токе должна быть уменьшена нагрузка, это можно достигнуть включением постоянного подмагничивающего тока, аналогично тому, как показано на фиг. 69. Применение трансформатора насыщения описано в гл. 28, § 3.

## Глава 10

### ПЕРЕХОДНЫЙ ПРОЦЕСС В ДРОССЕЛЕ НАСЫЩЕНИЯ С АКТИВНОЙ НАГРУЗКОЙ

#### § 1. Введение

Если напряжение питания, управляющее напряжение и сопротивление нагрузки подвержены быстрому изменению, значения токов, напряжений и потоков в ДН временно отклоняются от значений, найденных в предыдущих главах. Причина возникновения этого переходного режима может быть связана с существованием потокоцепления обмотки управления. Это потокоцепление

$$\Psi_y = (\phi_A + \phi_B) \omega_y. \quad (10.1)$$

Используя равенства (10.1), (5.38), (5.9), (5.10) и (5.51), получим

$$\Psi_y = \frac{1}{4f} \frac{\omega_y}{\omega_p^*} 10^8 \left( \frac{U_y}{R_y} \frac{\omega_y}{\omega_p^*} R_{\text{вых.}} + U_s^* - U \right). \quad (10.2)$$

Очевидно, потокоцепление определяется напряжением питания, управляющим напряжением, сопротивлением нагрузки (выходным) и частотой. Если любой из этих параметров изменится из-за какого-либо повреждения или других причин, сумма потоков в сердечниках изменится на  $\Delta\phi$ , а потокоцепление — на  $\Delta\psi_y$ , где

$$\Delta\psi_y = \Delta\phi \omega_y. \quad (10.3)$$

В связи с тем что  $\Delta\phi$  определяется законом Фарадея в интегральной форме (5.23) (причем этот интеграл равен нулю за время, равное нулю), потокоцепление не может измениться скачком от одного значения к другому. Изменение потока от одного значения к другому происходит постепенно, создавая тем самым переходный процесс между двумя установившимися состояниями. Благодаря тому, что потокоцепление  $\Psi_y$  связано с токами и напряжениями ДН, переходный процесс при изменении потоков в сердечниках всегда сопровождается переходными процессами в изменении токов и напряжений ДН.

Внезапные нарушения установившегося режима работы могут произойти, например, при коротком замыкании цепи нагрузки,

Анализ установившихся процессов ничего не дает в данном случае, и только анализ переходных процессов [10.1] покажет, что в момент короткого замыкания и некоторое время после него через обмотки управления и рабочие обмотки ДН протекают большие токи. Переходный процесс может быть еще вызван переключением системы, сопровождающимся скачкообразным изменением линейного напряжения. Изменение управляющего напряжения также сопровождается переходным процессом в ДН.

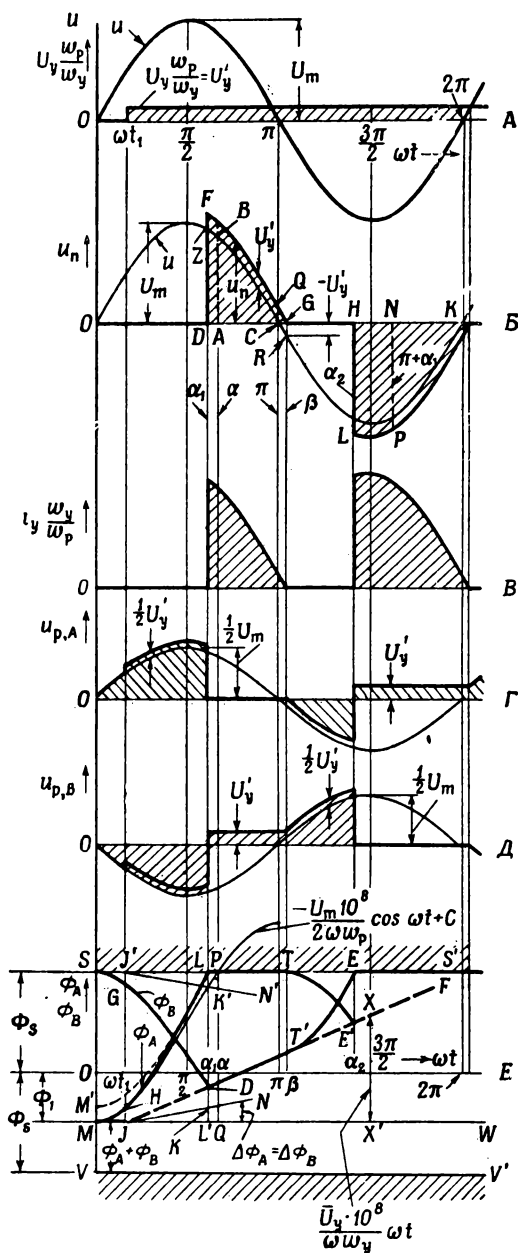
Не говоря уже о больших токах перегрузки во время переходного процесса, характер переходного процесса очень важен, когда дроссель насыщения составляет часть замкнутой системы регулирования (сервосистемы). В такой системе общий переходный процесс определяется переходными процессами всех звеньев, из которых состоит система. Переходные процессы звеньев определяют также возможность колебаний в системе [10.2]. Из вышесказанного следует, что анализ переходного процесса в ДН особенно важен, когда ДН включен в замкнутую систему регулирования.

## § 2. Переходный процесс в течение интервала возбуждения

В дальнейшем будем считать, что кривая намагничивания  $B-H$  имеет прямоугольную форму (фиг. 21), и все наши рассуждения будут относиться к схеме, изображенной на фиг. 34. Потоки в сердечниках при  $\omega t = 0$  равны  $\Phi_1$  и  $\Phi_8$  (фиг. 37,  $D$  и 71,  $E$ ). Изменение напряжения питания  $u$  и управляющего напряжения  $U_y$  показано на фиг. 71,  $A$ , причем  $U_y = 0$  при  $\omega t < \omega t_1$ . При  $\omega t = 0$  значению потока  $\phi_A$  соответствует точка  $M$ , а потока  $\phi_B$  — точка  $S$ . Потоки в сердечниках при  $\omega t < \omega t_1$  определяются равенствами (5.28) и (5.29). При  $\omega t = \omega t_1$  управляющее напряжение скачком увеличивается от нуля до величины  $U_y$  (фиг. 71,  $A$ ). Это управляющее напряжение, которое состоит только из постоянной составляющей, вызывает дополнительные изменения потоков  $\Delta\phi_A$  и  $\Delta\phi_B$ , согласно выражению (5.23),

$$\Delta\phi_A = \Delta\phi_B = \frac{10^8}{w_y} \int_{t_1}^t \frac{U_y}{2} dt = \frac{U_y}{2} \frac{10^8}{w_y} (t - t_1). \quad (10.4)$$

Изменения потоков  $\Delta\phi_A$  и  $\Delta\phi_B$  показаны прямой линией  $JN$  (фиг. 71,  $E$ ). Значения полных потоков  $\phi_A$  и  $\phi_B$  получаются сложением приращений потоков  $\Delta\phi_A$  и  $\Delta\phi_B$  с переменными составляющими этих потоков (кривые  $MP$  и  $SQ$ , равенства (5.28) и (5.29)). На фиг. 71 показаны результирующие кривые  $HL$  для потока  $\phi_A$  и  $GD$  — для потока  $\phi_B$ . Проведем еще прямую линию  $J'N'$ , симметричную линии  $JN$ . Полный поток  $\phi_A$  достигнет насыщения, когда сумма потоков, создаваемых переменным напряжением (5.28) и управляющим



Ф и г. 71. Теоретические кривые для дросселя насыщения при  $R_y = 0$ . А — напряжение питания  $u$  и управляющее напряжение  $U_y$ ; Б — переходное напряжение  $u_n$ ; В — ток управления  $i_y$ ; Г, Д — рабочие напряжения  $u_{p,A}, u_{p,B}$ ; Е — потоки в сердечниках.

напряжением (10.4), станет равной  $\Phi_s$ . Это произойдет при  $\omega t = \alpha_1$ , когда прямая  $J'N'$  пересечет кривую  $HP$  в точке  $K'$ . Одновременно прямая линия  $JN$  пересечет в точке  $K$  кривую  $SQ$ . При  $\omega t = \alpha_1$  поток  $\phi_B$  определяется точкой  $D$ , которая находится на расстоянии  $KL' + KD$  от линии  $MW$ , определяющей величину потока  $\Phi_1$ , причем из геометрических соображений  $KL' = KD$ . Следовательно, при  $\omega t = \alpha_1$  поток  $\phi_B$  равен  $\Phi_1 + 2KL'$ .

Изменение рабочих напряжений показано на фиг. 71, Г, Д. При  $0 < \omega t < \omega t_1$  каждое рабочее напряжение равно половине напряжения питания. При  $\omega t = \omega t_1$  появляется управляющее напряжение  $U_y$ . В течение интервала возбуждения оба сердечника не насыщены, поэтому управляющее напряжение трансформируется в обе рабочие обмотки. Напряжение трансформации в каждой обмотке равно  $1/2U_y'$ , где  $U_y'$  — управляющее напряжение, приведенное к рабочим обмоткам, т. е.

$$U_y' = U_y \frac{\omega_p}{\omega_y}. \quad (10.5)$$

При отсутствии управляющего напряжения  $U_y$  переменный поток в сердечнике достигает насыщения при  $\omega t = \alpha$  (точка  $P$ , фиг. 71, Е). Если приложить напряжение  $U_y$ , насыщение будет происходить уже при  $\omega t = \alpha_1$  (точка  $L$ ), увеличивая ток нагрузки.

Итак, отрезок  $VM$  равен алгебраической сумме потоков в сердечниках  $\phi_A + \phi_B$  (гл. 5, § 6; фиг. 37, Д). Если приложить управляющее напряжение при  $\omega t = \omega t_1$ , сумма потоков в сердечниках (отрезок  $VM$ ) будет увеличиваться (фиг. 71, Е) из-за наложения приращений потоков  $\Delta\phi_A$  и  $\Delta\phi_B$  (линия  $JD$ ). Следовательно, сумма полных потоков в сердечниках в течение переходного процесса может выражаться расстоянием между линией  $VV'$  и прямой  $JD$ .

### § 3. Переходный процесс при сопротивлении цепи управления, равном нулю ( $R_y = 0$ )

В связи с тем, что ток управления в интервале возбуждения не протекает (фиг. 71, В), все выводы предыдущего параграфа применимы для рассматриваемого случая и нужно исследовать переходный процесс в интервале насыщения.

В начале интервала насыщения (при  $\omega t = \alpha_1$ ) сердечник  $A$  насыщается, тогда как поток в сердечнике  $B$  определяется точкой  $D$ . Полное управляющее напряжение  $U_y$  ложится на обмотку управления ДН  $B$ , а  $\Delta\phi_B$  растет вдвое быстрее, чем в интервале возбуждения (10.4). Прямая линия  $DF$  (фиг. 71, Е) имеет вдвое больший угол наклона, чем линия  $JN$ , и проходит через точку  $J$ . Поток в сердечнике  $A$  остается на уровне насыщения ( $LT$ ), а поток в сердечнике  $B$  растет от точки  $D$  к точке  $T'$ . Сумма потоков  $\phi_A + \phi_B$



представлена отрезком между прямыми  $JF$  и  $VV'$  для любого момента времени в течение переходного процесса. Поэтому начальный поток  $\Phi_1$  для следующего полупериода увеличивается по линии  $JF$ , т. е. вдвое быстрее, чем  $\Delta\Phi_A$ .

Полное напряжение, приложенное к выходному сопротивлению  $R_{\text{вых.}}$  (5.8), состоит из суммы выходного напряжения  $U_{\text{вых.}}$  ( $DZCRG$ , фиг. 71, Б) и трансформируемого управляющего напряжения  $U'_y$  ( $FGRZ$ ). Полное напряжение  $DFG$  называют переходным напряжением  $U_{\text{п.}}$  В мгновенных значениях

$$u_{\text{п}} = u_{\text{вых.}} + U'_y. \quad (10.6)$$

Ток нагрузки

$$i_{\text{н}} = \frac{u_{\text{вых.}} + U'_y}{R_{\text{вых.}}} \quad (10.7)$$

Таким образом, во время интервала насыщения форма кривой тока нагрузки определяется суммой синусоидально изменяющейся величины  $u_{\text{вых.}}/R_{\text{вых.}}$  и прямоугольника высотой  $U'_y/R_{\text{вых.}}$ . Ток в цепи управления имеет ту же форму (фиг. 71, В), что и ток нагрузки, так как суммарные ампервитки ненасыщенного сердечника должны быть равны нулю (5.39), (5.40). Следует отметить, что ток нагрузки не равен нулю при  $\omega t = \pi$  и продолжает протекать [10.3] до тех пор, пока  $\omega t = \beta$ , где  $\beta$  называют углом погасания,

$$\beta = \pi + \arcsin \frac{U'_y}{U_m}. \quad (10.8)$$

В конце первого интервала насыщения ( $\omega t = \beta$ ) ток нагрузки и ток управления становятся равными нулю, а оба сердечника ненасыщены. В этом случае потоки в сердечниках снова начнут изменяться в результате совместного действия напряжения питания и напряжения управления, как описано выше. Второй интервал насыщения начинается при  $\omega t = \alpha_2$ , когда поток в сердечнике В достигает насыщения в точке  $E$ , а поток в сердечнике А достигает точки  $E'$ , которая лежит на прямой линии  $JF$ . Таким образом, угол насыщения  $\alpha_2$  опережает  $\alpha_1$ , поэтому переходное напряжение возрастает на величину  $HLPN$  (фиг. 71, Б).

#### § 4. Скорость нарастания переходного напряжения при $R_y = 0$

Возникает задача количественного определения скорости нарастания переходного напряжения  $U_{\text{п}}$  и тока нагрузки  $I_{\text{н}}$ . Эта задача может быть решена постепенными геометрическими построениями, какие были сделаны на фиг. 71. Однако такая процедура очень утомительна и желательно решить поставленную задачу быстрее. Это можно сделать, если положить, что первый интервал насыщения оканчивается при  $\omega t = \pi$  вместо  $\omega t = \beta$ . В связи с тем, что

площадь  $QCG$  (фиг. 71, Б), ограничиваемая кривой переходного напряжения, незначительна, началом изменения потока можно считать момент, в который напряжение питания равно нулю. Из рассмотрения фиг. 71 видно, что такие упрощения вносят очень небольшую погрешность пока  $U'_y \ll U$ .

В упрощенной форме переходное напряжение  $U_n$  изображается на фиг. 71, Б площадью фигуры  $DFQC$ . После некоторых преобразований можно получить, что при  $\omega t_1 < \alpha$

$$U_n \simeq DFQC = (4f\Phi_1\omega_p 10^{-8} - U_s + U) + U'_y \frac{\pi - \omega t_1}{\pi}. \quad (10.9)$$

Если управляющее напряжение отлично от нуля в течение всего полупериода ( $t_1 = 0$ ), последний член становится постоянной величиной, равной  $U'_y$ , независимо от угла насыщения.

При расчете характеристик систем с обратными связями с помощью диаграмм Найквиста и Боде [10.4] интересуются только изменениями переменных, называемых приращениями переменных. В дальнейшем анализе и мы будем иметь дело главным образом с приращениями переменных, которые будут обозначены символами с чертой над ними. Для получения величин в переходном процессе в абсолютных значениях применяется закон суперпозиции: мгновенное абсолютное значение переменной величины в течение переходного процесса равно значению переменной до переходного процесса плюс приращение величины в течение переходного процесса.

Из равенств (7.11), (7.4) и (5.34) получим в приращениях

$$|\bar{U}_{\text{вых.}}| = 4f\bar{\Phi}_1\omega_p 10^{-8}, \quad (10.10)$$

где  $|\bar{U}_{\text{вых.}}|$  означает изменение абсолютной величины  $\bar{U}_{\text{вых.}}$ .

Как упоминалось выше, линия  $JF$ , по которой происходит изменение  $\Phi_1$ , имеет вдвое больший угол наклона по сравнению с линией изменения  $\Delta\phi_A$ , следовательно:

$$\bar{\Phi}_1 = \bar{U}_y \frac{10^8}{\omega_y} t. \quad (10.11)$$

В связи с тем что начальный поток  $\Phi_1$  был определен как поток в ненасыщенном сердечнике в начале полупериода питающего напряжения, он не является непрерывной переменной, поэтому в выражении (10.11) возможны только такие значения  $t$ , которые соответствуют моментам прохождения кривой напряжения питания через нуль.

Подставив выражение (10.10) в (10.11), получим

$$|\bar{U}_{\text{вых.}}| = 4f\bar{U}_y \frac{\omega_p}{\omega_y} t. \quad (10.12)$$

На фиг. 71, Е расстояние между прямыми  $JF$  и  $MW$  представляет собой величину приращения выходного напряжения  $|\bar{U}_{\text{вых.}}|$ .

Изменение абсолютной величины переходного напряжения  $|\bar{U}_n|$  при  $t_1 = 0$  и любом угле насыщения получается из равенств (10.6) и (10.9) в виде

$$|\bar{U}_n| = |\bar{U}_{\text{вых.}}| + \bar{U}'_y. \quad (10.13)$$

Переходное напряжение  $|\bar{U}_n|$  состоит из двух компонент:  $|\bar{U}_{\text{вых.}}|$  и  $\bar{U}'_y$ , причем  $|\bar{U}_{\text{вых.}}|$  является, в свою очередь, функцией  $\bar{U}'_y$  (10.12), (10.5), и, следовательно,  $|\bar{U}_n|$  может быть выражено как функция  $\bar{U}'_y$  или как функция  $|\bar{U}_{\text{вых.}}|$ . Последний способ выражения особенно удобен, так как уже известно, что  $|\bar{U}_{\text{вых.}}|$  определяется расстоянием между прямыми  $JF$  и  $MW$  (фиг. 71,  $E$ ) в момент равенства нулю значения напряжения питания. При  $t = 1/4f$  из выражения (10.12) получим

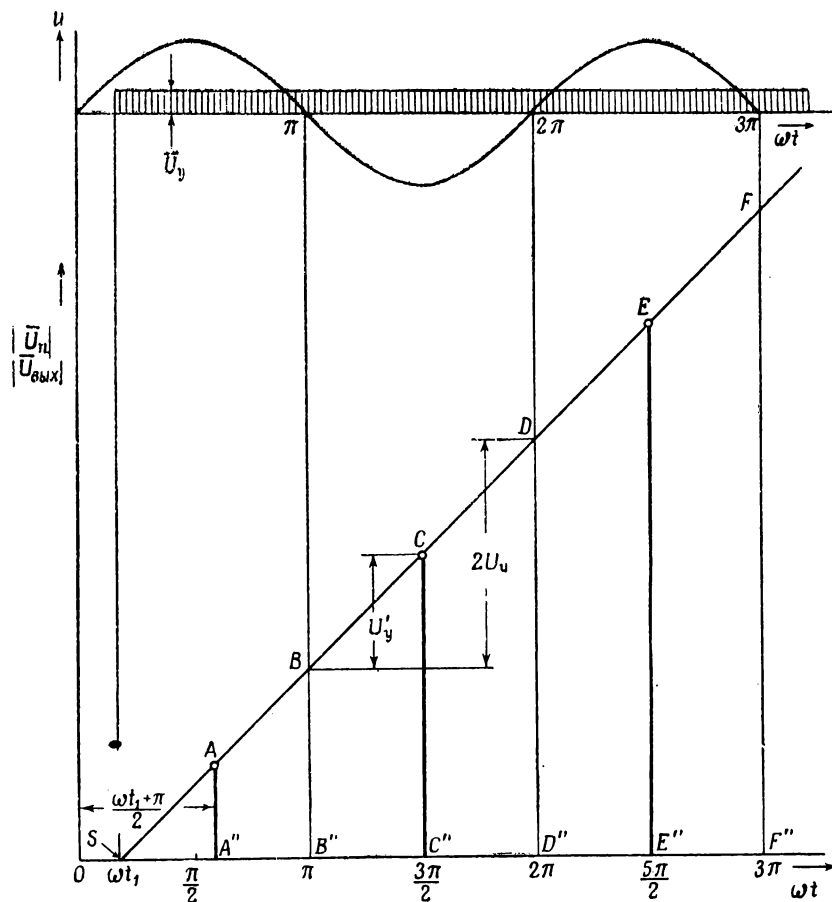
$$\bar{U}'_y = |\bar{U}_{\text{вых.}}|. \quad (10.14)$$

Таким образом,  $\bar{U}'_y$  равно приращению  $|\bar{U}_{\text{вых.}}|$  в течение четверти периода. Следовательно, независимо от времени включения управляющего напряжения  $\bar{U}'_y$  изменение приращения переходного напряжения  $|\bar{U}_n|$  представляется прямой линией  $SF$ , начало которой совпадает с точкой, соответствующей моменту приложения управляющего напряжения  $\bar{U}'_y$ . Тангенс угла наклона этой линии равен  $2\bar{U}'_y/\pi$  (фиг. 72). За исключением первого полупериода, приращение переходного напряжения  $|\bar{U}_n|$  равно тем ординатам прямой линии  $SF$ , которые соответствуют максимальным значениям напряжения питания. Если прямая линия  $JF$  пересекается с линией насыщения потока ( $SS'$ , фиг. 71,  $E$ ), рабочая точка ДН смещается из области пропорциональности характеристики управления в область насыщения. Тогда полное напряжение питания ложится целиком на цепь нагрузки, и через нее будет протекать максимально возможный установившийся ток  $I_{n, m}$  (5.48).

Переходный процесс может быть описан импульсным рядом, который может быть представлен в виде монотонной и переменной составляющих (гл. 5, § 9). Изменение монотонной составляющей приращения переходного напряжения показано на фиг. 72 линией  $SF$ .

Действительные дискретные приращения переходного напряжения, однако, не обязательно совпадают с моментами прохождения через максимум кривой напряжения питания. На фиг. 71, например, приращение за первый полупериод равно площади фигуры  $DFQGCBAD$ , а за второй полупериод — площади фигуры  $HNPLH$ . Эти приращения носят распределенный характер с концентрацией вблизи угла насыщения. Как видно из фиг. 72 ( $CC''$ ,  $EE''$ ), концентрация может иметь место в пределах  $\pm \pi/2$  радиан. Если концентрации приращений появляются после значений  $CC''$ ,  $EE''$ , можно сказать, что имеет место запаздывание между дискретными прира-

щениями и монотонной составляющей переходного напряжения  $SF$ . Если концентрации приращений появляются до отрезков  $CC''$ ,  $EE''$ , можно сказать, что имеет место отрицательное запаздывание. Этот



Фиг. 72. Рост переходного напряжения  $|\bar{U}_\pi|$  ( $AA''$ ,  $CC''$ ,  $EE''$ ) и выходного напряжения  $|\bar{U}_{\text{вых.}}|$  ( $BB''$ ,  $DD''$ ,  $FF''$ ) при скачкообразном изменении управляющего напряжения  $\bar{U}_y$  ( $R_y = 0$ ).

анализ не касается природы подобных запаздываний, поэтому достаточно только указать, что среднее значение таких запаздываний равно нулю и что среднее запаздывание отсутствует в переходном процессе обычного ДН. Для ДН, работающего при  $\frac{u_{\text{вых.}}}{U_y} = 0,5$ ;  $\alpha = \pi/2$ , это запаздывание вообще равно нулю.

### § 5. Передаточная функция при $R_T = 0$

Вводя оператор Хевисайда [10.5]

$$p = \frac{d}{dt}, \quad (10.15)$$

$$\frac{1}{p} = \int dt, \quad (10.16)$$

можно переписать равенство (10.12) в следующем виде:

$$\frac{|\bar{U}_{\text{вых.}}|}{\bar{U}_y} = \frac{1}{p} 4f \frac{\omega_p}{\omega_y}. \quad (10.17)$$

Таким образом, ДН может рассматриваться как усилитель с выходным напряжением  $U_{\text{вых.}}$  и входным напряжением  $U_y$ . Правая часть равенства (10.17) устанавливает соотношение между входной и выходной величинами и называется передаточной функцией по напряжению [10.6]

$$K_U G_U(p) = \frac{|\bar{U}_{\text{вых.}}|}{\bar{U}_y}. \quad (10.18)$$

Передаточная функция состоит из установившегося (инвариантного во времени) коэффициента усиления по напряжению

$$K_U = 4f \frac{\omega_p}{\omega_y} \quad (10.19)$$

и так называемой нормированной передаточной функции

$$G_U(p) = \frac{1}{p}, \quad (10.20)$$

которая отражает изменение величины передаточной функции во времени. В дальнейшем упростим запись, опуская символ  $(p)$  в изображении нормированной передаточной функции.

Описание переходных процессов в форме передаточной функции имеет глубокий смысл: в выражении (10.16) оператор Хевисайда  $1/p$  указывает, что при скачкообразном изменении входной величины выходная величина растет пропорционально времени. Кроме того, можно показать, что если входная величина изменяется по синусоидальному закону, то выходная величина может быть получена из передаточной функции путем замены  $p$  на  $j\omega_y$ , где  $j\omega_y$  — мнимая часть выражения комплексной угловой частоты входной (управляющей) величины [10.7]. Этим соотношением между операторами  $p$  и  $j\omega$  широко пользуются в работах по сервосистемам для того, чтобы получать из передаточных функций частотные характеристики.

Однако это правило имеет ограничения в применении при пульсирующей форме переходного напряжения. Как и в любом модуля-

торе, выходная величина должна быть копией входной величины. Чем больше выходных импульсов приходится на период сигнала управления, тем лучше определяется выходная величина. В зависимости от требований качества настройки число выходных импульсов будет меняться, но наименьшее число должно быть порядка четырех импульсов. Следовательно, использование выражения (10.17) ограничивается сигналами управления с частотой  $\omega_y$ , достигающей половины частоты питания. Для сигналов, имеющих частоту, превышающую  $1/2\omega$ , анализ должен производиться последовательно от точки к точке, подобно тому, как это сделано на фиг. 71.

### § 6. Переходный процесс в течение интервала насыщения при $R_y \neq 0$

В следующих параграфах (6—10) будет рассматриваться работа усилителей со свободными четными гармониками тока. Управляющее напряжение, как и в предыдущих параграфах, при  $\omega t = \omega t_1$  внезапно увеличивается от нуля до  $U_y$ . Потоки  $\phi_A$  и  $\phi_B$  до  $\omega t = \alpha_1$  увеличиваются точно таким же образом, как и раньше, потому что в течение этого периода ток управления не протекает и, следовательно, сопротивление  $R_y$  не влияет на переходный процесс. При  $\omega t = \alpha_1$  поток  $\phi_A$  достигает насыщения в точке  $L$ , и обмотки дросселя  $A$  теряют свою индуктивность. Дроссель насыщения  $B$  ненасыщен и продолжает работать как трансформатор с обмоткой управления в качестве вторичной обмотки.

На фиг. 73 показана эквивалентная схема в течение первого интервала насыщения. Дроссель насыщения  $A$  насыщен. Следовательно, рабочая индуктивность  $L_{p,A} = 0$ , и в рабочей цепи имеется только сопротивление  $R_{p,A}$ . Это сопротивление вместе с рабочим сопротивлением  $R_{p,B}$  дросселя насыщения  $B$  и сопротивление нагрузки  $R_n$  составляет полное сопротивление выходной цепи  $R_{вых.}$  (5.8). Дроссель насыщения  $B$  ненасыщен, и его эквивалентная цепь состоит из приведенного сопротивления цепи управления  $R'_y$  и приведенного управляющего напряжения  $U'_y$  (5.52). В связи с тем что в течение этого интервала рабочая индуктивность  $L_{p,B} = \infty$ , ток возбуждения дросселя насыщения  $B$  равен нулю, а ток нагрузки протекает полностью по следующему пути: 1, 2, 2', 6, 3, 5. Таким образом,

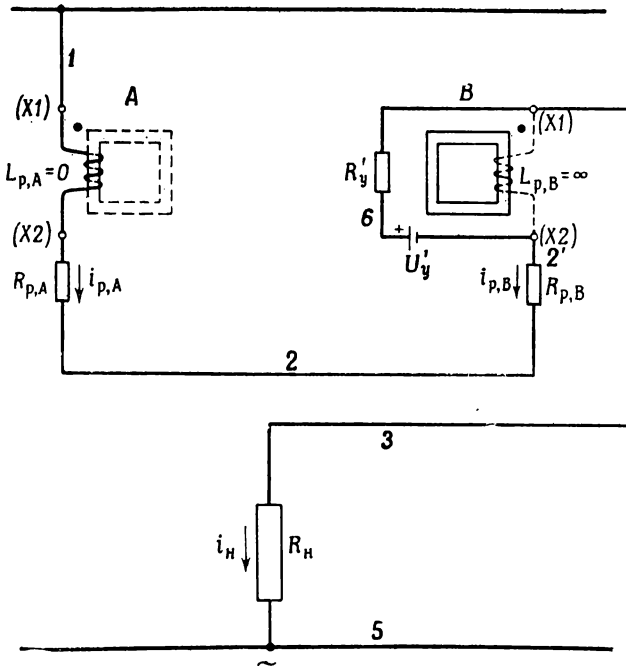
$$i_n = \frac{u_{вых.} + U'_y}{R_{вых.} + R'_y}. \quad (10.21)$$

Анализ переходного процесса при  $R'_y \neq 0$  может быть произведен на основании анализа переходного процесса при  $R_y = 0$  и исследования включения  $R_y$  с последующей суперпозицией этих явле-

ний. Включение  $R_y$  в цепь нагрузки действует на переходный процесс (фиг. 72) двояким образом.

1. Переходное напряжение (например,  $CC''$ , фиг. 72) уменьшается благодаря падению напряжения на  $I_n R'_y$ .

2. Поток в сердечнике становится меньше за счет существующего рабочего напряжения —  $i_n R'_y$ . Следовательно, интеграл от напряжения по времени, определяющий последующее возрастание потока,

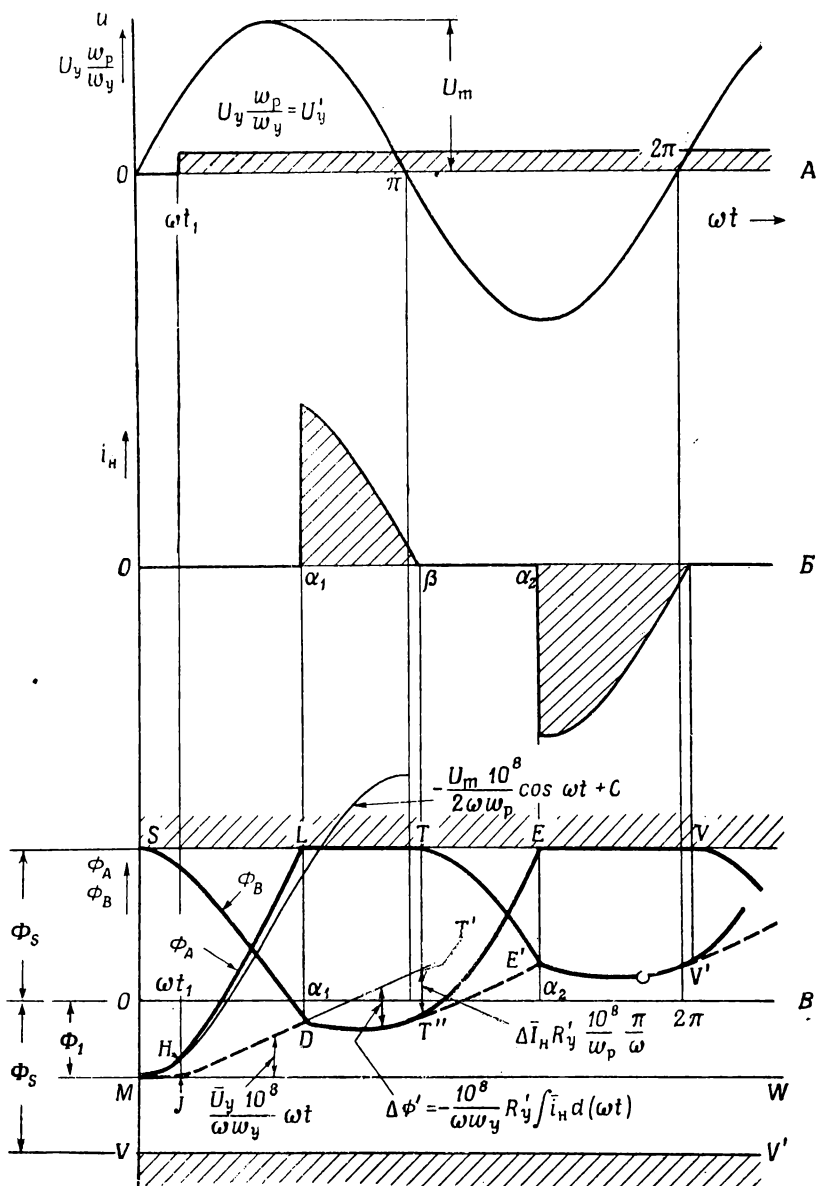


Фиг. 73. Эквивалентная цепь для первого интервала насыщения.

становится больше на  $I_n R'_y$ , а выходное напряжение цепи нагрузки становится меньше на  $I_n R'_y$ .

В результате суперпозиции 1-го и 2-го явлений переходное напряжение уменьшится на  $2I_n R'_y$  за полупериод (фиг. 72).

На фиг. 74,  $B$  показана форма кривой потока при наличии сопротивления в цепи управления. В течение интервала возбуждения поток в сердечнике ведет себя, как было показано раньше на фиг. 71,  $E$ . В течение интервала насыщения наступает понижение уровня потока на  $\Delta\phi'$ . Это изменение потока представлено на фиг. 74 разностью между прямой линией  $DT'$  и кривой  $DT''$ . Таким образом, посте-



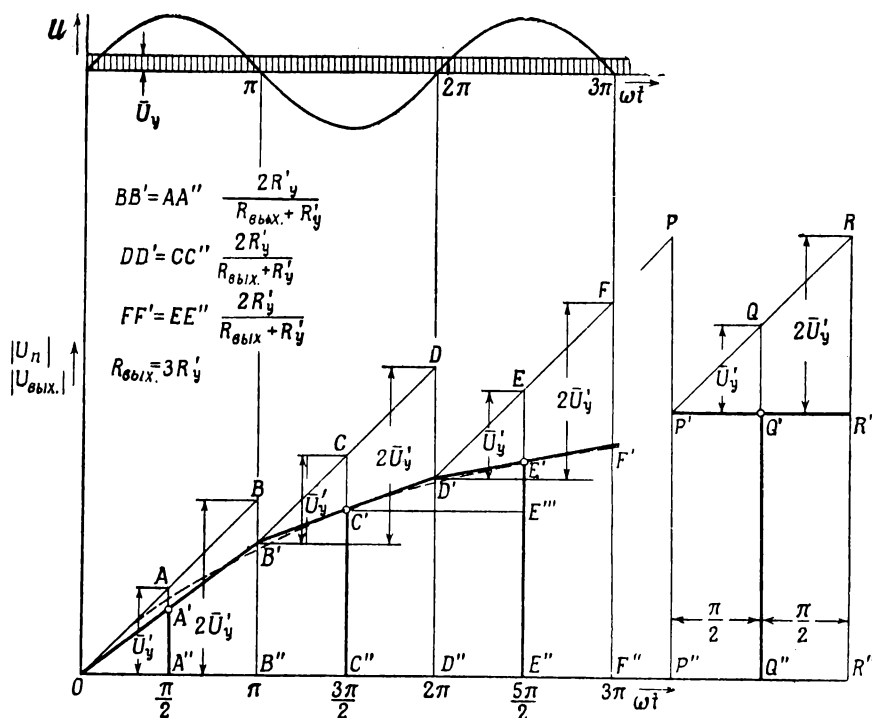
Фиг. 74. Теоретические кривые при конечном значении  $R_y$ , но при  $R'_y \ll R_{\text{вых.}}$ . А — напряжение питания  $u$ ; Б — ток нагрузки  $i_n$ ; В — потоки в сердечниках.



можно получить полную картину переходного процесса для потока в сердечнике. Находя на фиг. 74,  $B$  углы насыщения, ток нагрузки можно определить по формуле (10.21), а ток управления — по формуле (5.43).

### § 7. Графический метод определения переходного процесса в дросселе насыщения при $R_y \neq 0$

Переходное и выходное напряжения можно получить и без построения мгновенных значений потоков. Описываемый метод позволяет быстро определить переходный процесс. Этот метод прямо



Фиг. 75. Рост переходного напряжения  $|\bar{U}_n|$  ( $AA''$ ,  $CC''$ ,  $EE''$ ,  $QQ''$ ), падения напряжения ( $BB'$ ,  $DD'$ ,  $FF'$ ,  $RR'$ ), выходного напряжения  $|\bar{U}_{вых.}|$  ( $B'B''$ ,  $D'D''$ ,  $F'F''$ ,  $P'P''$ ) и  $|\bar{U}_{R_{вых.}}|$  ( $A'A''$ ,  $C'C''$ ,  $E'E''$ ,  $Q'Q''$ ) при скачкообразном изменении управляющего напряжения  $\bar{U}'_y$  и конечном значении сопротивления цепи управления  $R_y$ .

вытекает из соотношений, рассмотренных в предыдущем параграфе, и иллюстрируется фиг. 75, где управляющее напряжение включается при  $\omega t = 0$ . Начнем построение с того, что при  $\omega t = \pi$  отложим

ординату  $BB'' = 2\bar{U}'_y$ , соединим точки  $O$  и  $B$ , пересечем эту линию ординатой  $AA''$  в точке  $\omega t = \pi/2$  и получим  $AA'' = |\bar{U}_\pi|$ .

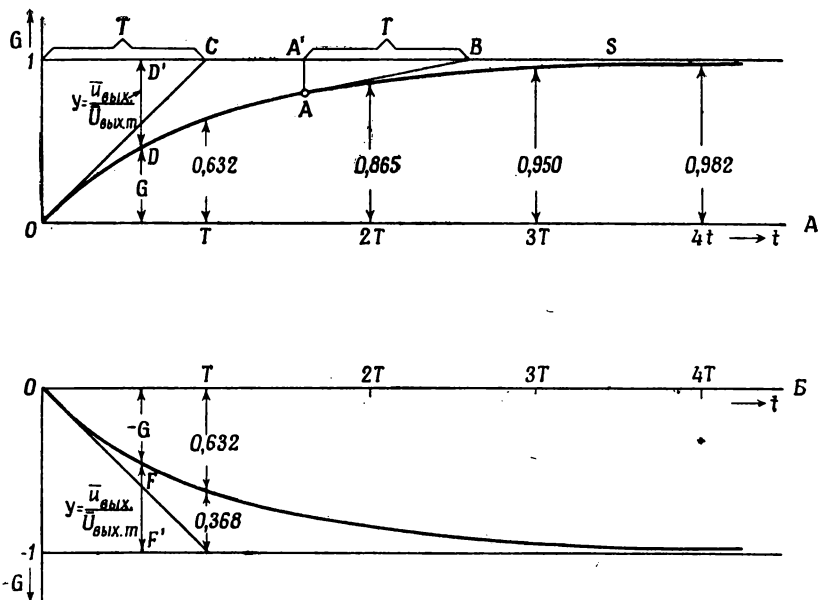
Определим среднее значение напряжения  $U_{R_{\text{вых}}}$ , используя выражение

$$I_n = \frac{U_{R_{\text{вых}}}}{R_{\text{вых}}}, \quad (10.22)$$

тогда

$$U_{R_{\text{вых}}} = U_\pi \frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вых}} + R'_y} = U_\pi - U_\pi \frac{R'_y}{R_{\text{вых}} + R'_y}. \quad (10.23)$$

Таким образом, вычитая  $AA' = AA'' R'_y / (R_{\text{вых}} + R'_y)$  из  $AA''$ , получим  $|\bar{U}_{R_{\text{вых}}}| = A'A''$  для первого полупериода.



Фиг. 76. Экспоненциальная функция. А — процесс возрастания, Б — процесс убывания.

Для следующего полупериода выходное напряжение  $|\bar{U}_{\text{вых}}| = BB''$  при  $R'_y = 0$ . При конечном значении  $R'_y$  напряжение  $|\bar{U}_{\text{вых}}|$  уменьшается на  $2\bar{I}_n R'_y$  (гл. 10, § 6). Величина  $\bar{I}_n R'_y$  была уже выражена отрезком  $AA'$ , следовательно,  $2\bar{I}_n R'_y = 2AA' = BB'$ . Очевидно, что проведение прямой линии через  $OA'$  также приводит к получению ординаты  $B'B''$ . Переходное напряжение  $|\bar{U}_\pi| = CC''$ . Откладывая

отрезок  $DD' = CC' \cdot 2R'_y / (R_{\text{вых.}} + R'_y)$ , получим точку  $D'$ . Следовательно,  $CC'$  является падением напряжения на  $R'_y$  и  $C'C'' = |\bar{U}_{R_{\text{вых.}}}|$ .

Аналогично для следующего полупериода  $|\bar{U}_{R_{\text{вых.}}}| = E'E''$ ; для установившегося процесса  $|\bar{U}_{R_{\text{вых.}}}| = Q'Q''$  и этой же величине равно выходное напряжение  $|\bar{U}_{\text{вых.}}| = P'P''$ , следовательно:

$$U_{R_{\text{вых.}}} = U_{\text{вых.}} \quad (10.24)$$

Среднее значение каждого импульса тока получается довольно просто из выражения (10.22).

Ломаная  $OB'D'F'$  представляет собой монотонную составляющую импульсного ряда, рассматриваемого в гл. 5, § 9.

Рассмотрим теперь импульсный ряд, когда переходный процесс имеет бесконечную продолжительность. В этом случае ломаную линию (фиг. 75) можно заменить кривой и  $|\bar{U}_{R_{\text{вых.}}}| \equiv |\bar{U}_{\text{вых.}}|$ . В § 8 будет показано, что в пределе переходный процесс в ДН выражается экспоненциальной функцией (фиг. 76, А).

### § 8. Общее аналитическое выражение переходного процесса

В наиболее общем виде переходный процесс определяется выражением (5.11). Определим изменение начального значения потока  $\Delta\Phi_1$  за полпериода. После интегрирования выражения (5.11) получим

$$\Delta\Phi_1 \frac{w_y}{10^8} + R_y \int_0^{\pi/\omega} i_y dt = U_y \int_0^{\pi/\omega} dt. \quad (10.25)$$

Продолжительность одного полупериода

$$\Delta t = \frac{\pi}{\omega}. \quad (10.26)$$

Разделив выражение (10.25) на (10.26) и принимая во внимание равенство (5.45), получим

$$\frac{\Delta\Phi_1}{\Delta t} \frac{w_y}{10^8} + R_y I_y = U_y. \quad (10.27)$$

Переходный процесс, длительность которого во много раз больше продолжительности одного полупериода  $\Delta t$ , называется длительным переходным процессом. Для такого процесса приращения  $\Delta\Phi_1/\Delta t$  можно заменить дифференциалами  $d\Phi_1/dt$ .

$$\frac{d\Phi_1}{dt} \frac{w_y}{10^8} + R_y I_y = U_y. \quad (10.28)$$

Из выражений (5.35) и (5.9)

$$d\Phi_1 = \frac{1}{2f} \frac{10^8}{2\omega_p^*} dU_{\text{вых.}} \quad (10.29)$$

Из равенств (5.10) и (5.51) коэффициент усиления по напряжению при установившемся режиме работы

$$K_U = \frac{dU_{\text{вых.}}}{dU_y} = \frac{R_{\text{вых.}}}{R_y} \frac{\omega_y}{\omega_p^*} \quad (10.30)$$

Учитывая равенства (5.12) и (10.30), получим

$$I_y R_y = \frac{U_{\text{вых.}}}{K_U} + C, \quad (10.31)$$

где  $C$  — постоянная интегрирования. Если рассматривать только приращения переменных, тогда из выражений (10.28), (10.29), (10.31), (10.15), (5.17) и (5.18)

$$p\bar{U}_{\text{вых.}} \frac{1}{2f} \frac{\omega_y}{2\omega_p^*} + \bar{U}_{\text{вых.}} \frac{1}{K_U} = \bar{U}_y, \quad (10.32)$$

$$\bar{U}_{\text{вых.}} = \frac{K_U \bar{U}_y}{1 + p \frac{1}{2f} K_U \frac{\omega_y}{2\omega_p^*}} \quad (10.33)$$

Обозначим коэффициент при  $p$  в знаменателе через  $T_y$  и назовем его постоянной времени цепи управления [4.12], [10.3].

$$T_y = \frac{1}{2f} K_U \frac{\omega_y}{2\omega_p^*} \text{ сек.} \quad (10.34)$$

В том случае, если нет других цепей, связанных с обмоткой управления, полная постоянная времени  $T$  в выражениях (10.35), (10.36), (10.37) равна постоянной времени цепи управления  $T_y$  (10.34). В противном случае полная постоянная времени  $T$  может быть выражена через постоянную времени цепи управления  $T_y$  (см. § 16).

Выходное напряжение можно записать в простой форме

$$\bar{U}_{\text{вых.}} = K_U \bar{U}_y \frac{1}{1 + pT}. \quad (10.35)$$

Используя равенства (5.10) и (10.35), получим следующее выражение для тока нагрузки

$$\bar{I}_n = \frac{\bar{U}_y K_U}{R_{\text{вых.}}} \frac{1}{1 + pT}, \quad (10.36)$$

а из равенств (7.51) и (10.36)

$$\bar{I}_y = \frac{\bar{U}_y K_U}{R_{\text{вых.}} K_I} \frac{1}{1 + pT}. \quad (10.37)$$

Следует отметить, что так как выражения (10.34)—(10.37) были выведены из равенств, одинаково применимых для обычных ДН с введенной обратной связью или без нее и для схем амплистатов, то они носят универсальный характер.

Нормированная передаточная функция [10.8]

$$G = \frac{1}{1 + pT} \doteq 1 - e^{-t/T} \quad (10.38)$$

в данном случае является экспоненциальной функцией.

Выражения (10.33)—(10.37) были выведены при допущении так называемого длительного переходного процесса. Рассмотрим, можно ли применять эти выражения, если переходный процесс не является длительным. Такой переходный процесс показан на фиг. 75. Предполагая равенство (10.42) при  $R_{\text{вых.}} = 3R'_y$ , получаем постоянную времени  $\tau_y = 3/4$  периода. Подставив это значение  $\tau_y$  в выражения (10.35) и (10.38), получим экспоненциальную кривую, показанную на фиг. 75 пунктиром. Эта экспоненциальная кривая хорошо совпадает с ломаной линией  $OB'D'F'$ . Следовательно, выражения (10.33)—(10.37) могут применяться с хорошей степенью точности и при переходных процессах, имеющих постоянную времени такую маленькую, как  $\tau_y = 3/4$  периода, и даже меньше, если допустима меньшая точность.

## § 9. Свойства экспоненциальной функции

Экспоненциальная функция обладает особыми свойствами, некоторые из которых мы рассмотрим.

Первое из них заключается в том, что экспоненциальная функция  $G$  асимптотически приближается к прямой  $1S$ , расстояние которой от оси абсцисс равно единице (фиг. 76, А). Скорость нарастания экспоненциальной функции определяется постоянной времени  $T$ . Если из точки  $A$ , например, провести касательную к экспоненциальной функции, то эта касательная пересечет асимптоту  $1S$  в точке  $B$ , а подкасательная  $A'B$ , которая представляет собой проекцию  $AB$  на асимптоту, имеет постоянную длину. Эта подкасательная постоянной длины и есть постоянная времени  $T$ . Как частный случай, касательная к экспоненте из начала координат  $O$ , пересекая асимптоту в точке  $C$ , отсечет отрезок  $1C$ , также равный постоянной времени  $T$ .

Значения экспоненциальной функции для различных значений времени, кратных  $T$ , показаны на фиг. 76, А. При  $t = 3T$  численное значение функции достигает  $95\%$  от ее установившейся величины. Следовательно, можно считать, что при  $t \geq 3T$  переходный процесс практически окончен.

Переходная функция  $G$  показана на фиг. 76, А как результат приложения положительной единичной функции. После приложения отрицательной единичной функции переходная функция становится равной  $-G$  (фиг. 76, Б).

В противоположность построению осей координат для приращений переменных величин ось абсцисс для абсолютных величин может иметь начало координат в любой точке оси ординат в зависимости только от установившегося значения переменной величины до переходного процесса.

Если вместо функции  $G$  рассмотреть функцию  $y = 1 - G$  (как показано отрезками  $DD'$  или  $FF'$ ), то можно получить простой метод для экспериментального определения постоянной времени. Обозначим через  $\bar{U}_{\text{вых.}, m}$  полное приращение напряжения, а именно разность между установившимися величинами до и после переходного процесса, и через  $\bar{u}_{\text{вых.}}$  — текущее изменение напряжения до достижения установившейся величины. Тогда для переходного процесса

$$\left| \frac{\bar{u}_{\text{вых.}}}{\bar{U}_{\text{вых.}, m}} \right| = e^{-t/T}. \quad (10.39)$$

Нанося на график значения  $\bar{u}_{\text{вых.}}/\bar{U}_{\text{вых.}, m}$  в полулогарифмическом масштабе, получим прямую линию

$$\lg \left| \frac{\bar{u}_{\text{вых.}}}{\bar{U}_{\text{вых.}, m}} \right| = \lg e^{-t/T} = -\frac{t}{T} \lg e. \quad (10.40)$$

Метод построения в полулогарифмических координатах (см. фиг. 78) очень удобен для проверки экспериментальных данных. Любые отклонения действительной характеристики переходного процесса от экспоненциальной будут заметны как отклонения от прямой линии.

### § 10. Постоянная времени дросселя насыщения с последовательно соединенными рабочими обмотками

Используя выражения (10.30), (5.52), (5.17) и (10.34), получим, что постоянная времени обмоток управления

$$T_y = \frac{1}{4f} \frac{R_{\text{вых.}}}{R'_y} \text{ сек.}, \quad (10.41)$$

или, если выразить  $T_y$  в периодах,

$$\tau_y = \frac{1}{4} \frac{R_{\text{вых.}}}{R'_y} \text{ периодов.} \quad (10.42)$$

Таким образом, постоянная времени обратно пропорциональна сопротивлению цепи управления, т. е. так же, как и в линейном

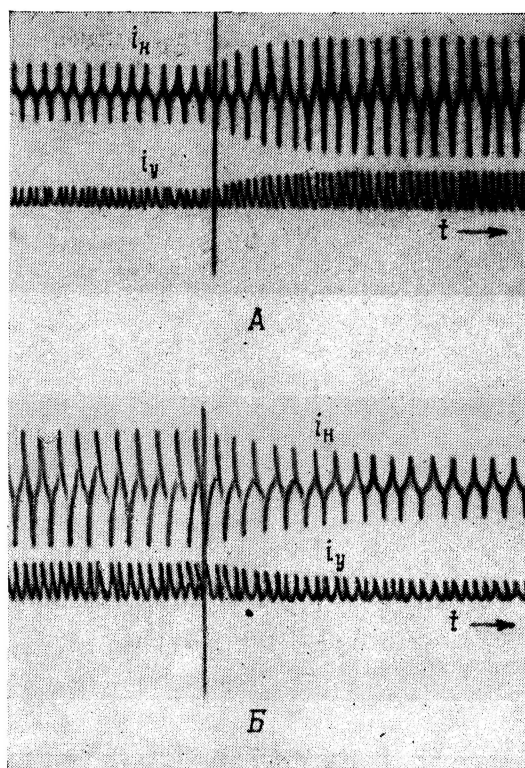
дросселе  $T = L/R$ . Если необходимо уменьшить постоянную времени ДН, то это может быть сделано добавлением внешнего сопротивления к сопротивлению обмоток управления. Такой метод называется „форсировкой“. Этот метод наводит на мысль [10.23], что постоянная времени усилителя может быть уменьшена включением в цепь управления отрицательной индуктивности. Дальнейший анализ выражения постоянной времени показывает, однако, что свойства ДН значительно отличаются от свойств, присущих линейным дросселям. Например, постоянная времени ДН зависит от сопротивления выходной цепи  $R_{\text{вых.}}$ , хотя это сопротивление не имеет электрической связи с цепью управления. Для линейного дросселя постоянная времени определяется его индуктивностью, которая, будучи отнесена к числу витков, определяется магнитной проницаемостью сердечника, сечением сердечника и длиной магнитного пути. Для ДН ни одна из этих величин не имеет первостепенного влияния на постоянную времени.

Отметим, что идеализация кривой  $B-H$  в виде прямоугольной недопустима там, где ток возбуждения относительно велик (гл. 7, § 2), т. е. в области  $I_y \psi_y = 0$ . Это значит, что переходный процесс в ДН отличается от описываемого равенством (10.35) при работе ДН в области возбуждения. Работа ДН в области возбуждения заметно отличается от рассмотренной выше. Время запаздывания, измеренное экспериментально, становится в несколько раз больше, чем вычисленное. Это явление будет рассмотрено в следующем параграфе. Следует также отметить, что при очень быстрых переходных процессах влияние токов Фуко в сердечниках может стать достаточно заметным и вызвать уменьшение скорости переходного процесса в ДН. В самом деле, вихревые токи в сердечниках сделают невозможным уменьшение общей постоянной времени ниже некоторого минимального порога, как это будет показано в § 16.

Интересно рассмотреть осциллограммы, снятые при скачкообразном увеличении и уменьшении управляющего напряжения (фиг. 77, А и 77, Б). Скачкообразное увеличение управляющего напряжения вызывает рост тока нагрузки, как показано на фиг. 77, А. Благодаря работе ненасыщенного сердечника в режиме трансформатора (5.43) ток управления имеет такую же форму кривой, как ток нагрузки, и, следовательно, нарастает с такой же скоростью (10.36), (10.37). На фиг. 77, Б управляющее напряжение  $U_y$  уменьшается скачком до своей первоначальной величины. Эти осциллограммы получены для ДН с сердечником из текстурованной стали.

Определив среднее значение тока нагрузки для каждого полупериода, нанесем на фиг. 78 в полулогарифмическом масштабе отношение  $\bar{I}_n / \bar{I}_{n, m}$ , где  $\bar{I}_n$  означает текущее значение изменения тока нагрузки до достижения установившейся величины. Для случая увеличения управляющего напряжения кривая показана кружками, для случая уменьшения — крестиками. Следует отметить, что эти кривые лежат очень близко к одной и той же прямой линии. Это указывает

на действительно экспоненциальный характер переходных процессов, у которых и нарастание и спад процесса определяются одной и той же постоянной времени. Как видно из фиг. 76, Б, при  $t = T$  значение нормированной передаточной функции  $1 - G$  равно 0,368 и, обратно,



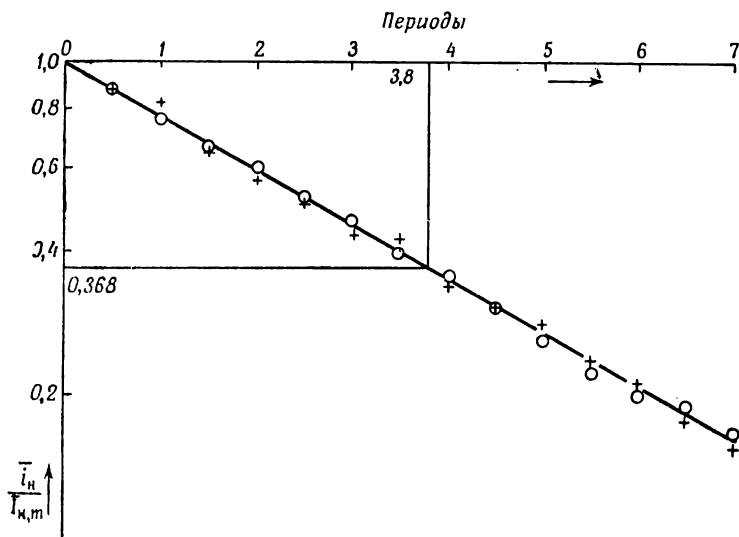
Фиг. 77. Переходный процесс, вызванный скачкообразным увеличением (А) и уменьшением (Б) управляющего напряжения.

время, за которое эта функция становится равной 0,368, соответствует постоянной времени. Таким образом, получается, что постоянная времени  $\tau_y = 3,8$  периода.

Осциллограммы, приведенные на фиг. 77, получены на шлейфовом осциллографе. Для той же цели можно использовать электронный осциллограф, у которого переходный процесс периодически повторяется и наблюдается визуально на экране электронно-лучевой трубки [10.19]. Известен также метод, при котором электронным интегратором непосредственно измеряется среднее значение тока нагрузки



в течение переходного процесса [10.20], [10.22]. Еще один метод исследования переходных процессов основан на том, что посредством прибора постоянного тока или прибора, измеряющего эффективное



Фиг. 78. Кривая переходного процесса, построенная в полугарифмическом масштабе.

значение, устанавливаются два значения тока нагрузки, а число периодов, за которое происходит изменение тока нагрузки от одного значения до другого, подсчитывается с помощью электронного счетчика [10.21].

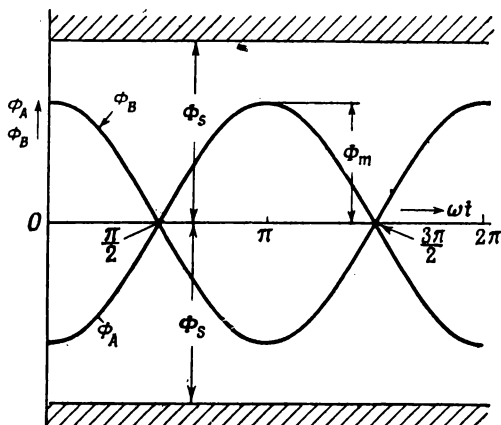
## § 11. Работа с недовозбуждением; время чистого запаздывания

При недовозбуждении (гл. 7, § 2) и  $I_T = 0$  потоки в сердечниках будут колебаться симметрично по отношению к оси абсцисс (фиг. 79). Амплитуда потока  $\Phi_m < \Phi_s$  ((7.7), (7.9), (5.27), (5.31)), и, следовательно, сумма потоков в сердечниках равна нулю и потокосцепление  $\Psi_y$  также равно нулю.

При приложении управляющего напряжения  $U_y$  появляются добавочные потоки  $\Delta\phi_A$  и  $\Delta\phi_B$ , которые накладываются на потоки, создаваемые переменным напряжением питания. Потоки  $\Delta\phi_A$  и  $\Delta\phi_B$  растут линейно во времени, согласно выражению (10.4).

Пока ни один из потоков не достигнет насыщения, рабочие реактивные сопротивления сердечников очень высоки (теоретически бесконечны), и ток в нагрузке не протекает. Интервал между моментом включения управляющего напряжения и мгновением, в которое один

из двух потоков достигает насыщения и, следовательно, вызывает ток в нагрузке, представляет собой время чистого запаздывания  $T_{ч. з.}$  (глава 10, § 4). При  $t = T_{ч. з.}$  рабочая точка смещается в область пропорциональности характеристики, при  $t > T_{ч. з.}$  переходный процесс протекает по экспоненциальному закону, как описано в предыдущих параграфах.



Фиг. 79. Потоки в сердечниках при недо возбуждении ( $I_y = 0$ ).

Подсчитаем время чистого запаздывания. Величина, на которую должен увеличиться поток в сердечнике, чтобы достигнуть насыщения, равна

$$\Delta\Phi_A = \Phi_s - \Phi_m. \quad (10.43)$$

Из выражений (5.27), (5.31) и (7.7) амплитуда потока

$$\Phi_m = \underline{x}\Phi_s, \quad (10.44)$$

где  $x$  — относительное возбуждение (глава 7, § 2).

Используя выражения (10.43), (10.44) и (10.4), получим

$$\Delta\Phi_A = \Phi_s(1 - \underline{x}) = \frac{U_y}{2} \frac{10^8}{\omega_y} T_{ч. з.} \quad (10.45)$$

Из выражений (5.31), (7.7), (10.5) и (10.45) получим окончательное выражение для времени чистого запаздывания в следующем виде:

$$T_{ч. з.} = \frac{1}{4f} \frac{U}{U'_y} \frac{1 - \underline{x}}{\underline{x}}. \quad (10.46)$$

Величина времени чистого запаздывания зависит от относительной величины управляющего напряжения, относительной величины возбуждения и в некоторой степени от фазового угла, при котором приложено управляющее напряжение. Большинство ДН недо возбуждено и чем меньше управляющее напряжение, тем больше время чистого запаздывания. Это время может стать очень большим, в несколько раз превышая постоянную времени ДН. Время чистого запаздывания будет рассматриваться и для ДН с введенной обратной связью и для амплистатов. Это запаздывание обычно очень нежелательно, а в системах с обратной связью просто вредно, так как может служить причиной качаний. Для уменьшения времени чистого запаздывания необходимо увеличить напряжение питания до устранения недо возбуждения, как видно из выражения (10.46), см. также гл. 14, § 8.

## § 12. Работа при перевозбуждении

Характеристика установившегося режима работы при перевозбуждении показана на фиг. 47 горизонтальной линией  $D'D$ . В области перевозбуждения потоки в сердечниках всегда колеблются от  $-\Phi_s$  до  $+\Phi_s$  и обратно, так что потокосцепление с цепью управления  $\Psi_y$  остается постоянным и, более точно, равным нулю. В подобных условиях индуктивность  $L_y [L_y = 10^{-8} (d\Psi_y/dI_y)]$  цепи управления становится равной нулю и, следовательно, постоянная времени этой цепи становится также равной нулю, т. е. в области перевозбуждения переходный процесс отсутствует. Перевозбуждение часто применяется в ДН и амплистатах для того, чтобы исключить чистое запаздывание, которое может поставить в сервосистемах вопрос об устойчивости.

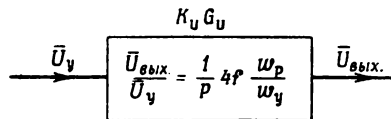
## § 13. Структурные схемы

В дальнейшем будем считать, что в течение переходного процесса ДН работает в области пропорциональности характеристики.

*Цепь управления с сопротивлением, равным нулю ( $R_y = 0$ ).* Для ДН с последовательно соединенными рабочими обмотками при нулевом сопротивлении цепи управления передаточная функция по напряжению  $K_U G_U$  была выражена в § 5 следующим образом:

$$\left| \frac{\bar{U}_{\text{вых.}}}{\bar{U}_y} \right| = \frac{1}{p} 4f \frac{\omega_p}{\omega_y}. \quad (10.17)$$

Обычно в теории регулирования принято представлять устройства в форме структурных схем [10.9], как показано на фиг. 80. Прямоугольник представляет ДН; стрелка  $\bar{U}_y$ , направленная к прямоуголь-



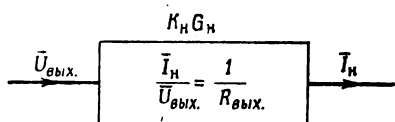
Фиг. 80. Структурная схема дросселя насыщения с последовательно соединенными рабочими обмотками.

нику, указывает входную переменную (управляющее напряжение)  $\bar{U}_y$ , а стрелка, направленная от прямоугольника, указывает выходную переменную (выходное напряжение)  $\bar{U}_{\text{вых.}}$ . Соотношение между выходной и входной переменными выражается передаточной функцией, записанной внутри прямоугольника.

Оператор Хевисайда  $p$  означает дифференцирование, а  $1/p$  указывает на интегрирование (10.15) и (10.16). Передаточная функ-

ция (10.17) часто называется „интегрирующей“. Другие примеры интегрирующей передаточной функции — соотношения между током и зарядом конденсатора или между силой и скоростью массы.

Если ДН присоединен к нагрузке, то его выходная величина  $\bar{U}_{\text{вых.}}$  является входной величиной нагрузки. Для активной нагрузки применимо выражение (5.10) и ее передаточная функция

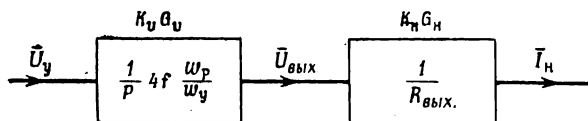


$$K_n G_n = \frac{\bar{I}_n}{\bar{U}_{\text{вых.}}} = \frac{1}{R_{\text{вых.}}} \quad (10.47)$$

Фиг. 81. Структурная схема активной нагрузки.

Эта передаточная функция показана на фиг. 81. Так как в выражении (10.47) функция времени отсутствует, нормированная передаточная функция  $G_n$  равна единице.

ДН с последовательно соединенными рабочими обмотками с нулевым сопротивлением цепи управления ( $R_y = 0$ ) и с конечным выход-



Фиг. 82. Структурная схема ДН с активной нагрузкой.

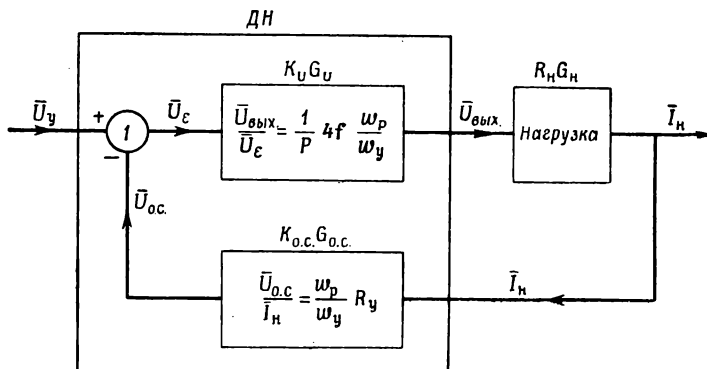
ным сопротивлением  $R_{\text{вых.}}$  может быть представлен комбинацией  $K_n G_n$  с  $K_U G_U$ , как показано на фиг. 82. Отношение тока нагрузки  $\bar{I}_n$  к управляющему напряжению  $\bar{U}_y$  получается как произведение передаточных функций  $K_U G_U \cdot K_n G_n$ .

Цепь управления с конечным, но малым сопротивлением ( $R'_y \ll R_{\text{вых.}}$ ). В § 6 было показано, что введение в цепь управления сопротивления  $R_y$  вызывает падение напряжения —  $i_n (w_f/w_y) R_y$ . Это напряжение вычитается из управляющего напряжения  $U_y$ , а оставшаяся разность действует как управляющее напряжение, значение которого может быть подставлено в равенство (10.17). Следовательно, передаточную функцию дросселя насыщения можно рассматривать в виде суммы прямой передаточной функции  $K_U G_U$  и передаточной функции собственной обратной связи  $K_{o.c.} G_{o.c.}$ , как показано на фиг. 83, где

$$K_{o.c.} G_{o.c.} = \frac{\bar{U}_{o.c.}}{\bar{I}_n} = R_y \frac{w_p}{w_y} \quad (10.48)$$

Кружок на фиг. 83 означает суммирующую точку для тех величин, стрелки которых к нему направлены. Сумма величин подается на

вход той части структурной схемы, к которой направлена стрелка, выходящая из кружка. Знаки вблизи кружка указывают полярность



Фиг. 83. Структурная схема дросселя насыщения с последовательно соединенными рабочими обмотками с нагрузкой. Прямая передаточная функция —  $K_U G_U$ , передаточная функция обратной связи —  $K_{o.c.} G_{o.c.}$ .

подводимых величин. На фиг. 83 имеет место сложение величин  $\bar{U}_y$  и  $-\bar{U}_{o.c.}$ .

Представление ДН в форме структурной схемы имеет следующие достоинства.

1. Когда ДН является частью большой системы с обратной связью, например, такой, как регулятор напряжения, представление ДН в форме структурной схемы позволяет его включать непосредственно в структурную схему всей системы.

2. Представление самого ДН в форме структурной схемы позволяет применять непосредственно к нему метод анализа, разработанный для систем с обратной связью, например при анализе переходных процессов в ДН с индуктивной нагрузкой (гл. 12).

3. Структурные схемы позволяют глубже вникнуть в механизм работы ДН.

Например, при  $R_y = 0$  функция собственной обратной связи (фиг. 83) исчезает и при  $p = 0$  статический коэффициент усиления получается равным бесконечности. Это возможно в идеальном дросселе с прямоугольной кривой намагничивания  $B-H$  (фиг. 21), так как для создания потока не нужно создавать поля и, следовательно,  $U_y = 0$ . При  $R_y \neq 0$  функция собственной обратной связи  $K_{o.c.} G_{o.c.}$  препятствует изменению  $\bar{U}_y$  при приложении постоянного управляющего напряжения; следовательно, собственная обратная связь всегда отрицательна.

В связи с тем, что эта обратная связь осуществляется без специальных обмоток обратной связи, она и называется собственной

обратной связью ДН<sup>1)</sup>. Прямая передаточная функция отражает тенденцию непрерывного роста выходного напряжения, в то время как передаточная функция собственной обратной связи отражает непрерывное противодействие этой тенденции.

В общем случае замкнутая система может состоять из прямой функции  $K_1 G_1$  и передаточной функции обратной связи  $K_2 G_2$ , как показано на фиг. 84, где  $\theta_{вх.}$  означает вход,  $\theta_{вых.}$  — выход,  $\theta_{\epsilon}$  — ошибку и  $\theta_{о.с.}$  — степень обратной связи. Элементарная алгебра позволяет получить общую передаточную функцию [10.10]

$$\frac{\theta_{вых.}}{\theta_{вх.}} = \frac{K_1 G_1}{1 + K_1 G_1 \cdot K_2 G_2}, \quad (10.49)$$

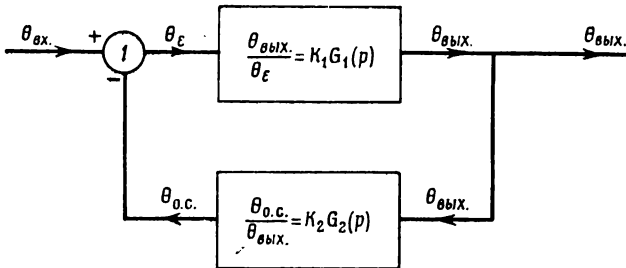
где  $K_1 G_1$  — прямая передаточная функция, причем

$$K_1 G_1 = \frac{\theta_{вых.}}{\theta_{\epsilon}}, \quad (10.50)$$

и  $K_2 G_2$  — передаточная функция обратной связи, причем

$$K_2 G_2 = \frac{\theta_{о.с.}}{\theta_{вых.}}. \quad (10.51)$$

Применяя выражение (10.49) к передаточным функциям системы, показанной на фиг. 83 (10.17), (10.47), (10.48), получим выражение



Фиг. 84. Структурная схема устройства с собственной обратной связью.

передаточной функции для ДН с последовательно соединенными рабочими обмотками в виде

$$\frac{\bar{U}_{вых.}}{\bar{U}_y} = \frac{R_{вых.}}{R_y} \frac{w_y}{w_p^*} \frac{1}{1 + p T_y}. \quad (10.51a)$$

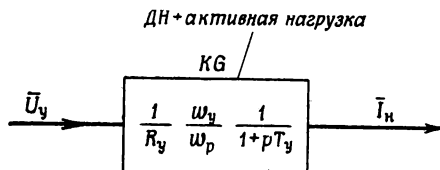
Это выражение идентично соотношению (10.35) после подстановки  $K_U$  из выражения (10.19).

<sup>1)</sup> Автор называет эту обратную связь внутренней, но в русской терминологии внутренней обратной связью называют обратную связь, осуществляемую с помощью выпрямителей (без специальных обмоток обратной связи). — *Прим. перев.*

Аналогично выражению (10.36) получим

$$\frac{\bar{I}_n}{\bar{U}_y} = \frac{\bar{I}_n}{\bar{U}_{\text{вых.}}} \frac{\bar{U}_{\text{вых.}}}{\bar{U}_y} = \frac{1}{R_y} \frac{w_y}{w_p^*} \frac{1}{1 + pT_y}. \quad (10.516)$$

Таким образом, передаточная функция ДН с активной нагрузкой может быть выражена единственным прямоугольником (фиг. 85).



Фиг. 85. Структурная схема дросселя насыщения с активной нагрузкой.

Для того чтобы получить передаточные функции, применимые и для ДН с параллельно соединенными рабочими обмотками,  $w_p$  нужно заменить на  $w_p^*$  (5.17), (5.18), а  $T_y$  на  $T$  (10.62), (10.63), (10.65) и (10.71); тогда

$$\frac{\bar{U}_{\text{вых.}}}{\bar{U}_y} = \frac{R_{\text{вых.}}}{R_y} \frac{w_y}{w_p^*} \frac{1}{1 + pT}, \quad (10.52)$$

$$\frac{\bar{I}_n}{\bar{U}_y} = \frac{\bar{I}_n}{\bar{U}_{\text{вых.}}} \frac{\bar{U}_{\text{вых.}}}{\bar{U}_y} = \frac{1}{R_y} \frac{w_y}{w_p^*} \frac{1}{1 + pT}. \quad (10.53)$$

#### § 14. Переходный процесс при скачкообразном изменении напряжения питания

Как видно из фиг. 37,  $U = U_{\text{вых.}} + 2U_p$ . Кроме того, первый член равенства (10.2), заключенный в скобки, равен  $U_{\text{вых.}}$ . Следовательно, рабочее напряжение ДН связано линейно с потокоцеплением  $\Psi_y$ . Но так как потокоцепление не может изменяться мгновенно (10.3), то средняя величина рабочего напряжения ДН не может меняться скачком. Если напряжение питания скачком возрастает на величину  $\bar{U}$ , то в первый момент эта величина ляжет целиком на цепь нагрузки. Добавление приращения напряжения питания  $\bar{U}$  указано на фиг. 86 суммирующим кружком 2. Тогда получим выражение для тока нагрузки в виде

$$\bar{I}_n = (\bar{U}_{\text{вых.}} + \bar{U}) K_n G_n. \quad (10.54)$$

При постоянном управляющем напряжении приращение переменной  $\bar{U}_y = 0$  и применение общего равенства (10.49) дает

$$\frac{\bar{I}_n}{\bar{U}} = \frac{1}{R_{\text{вых.}}} \frac{pT}{1 + pT}. \quad (10.55)$$

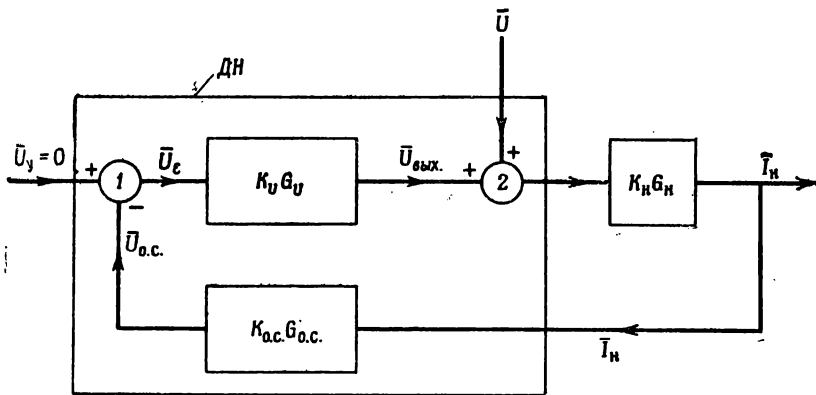
Нормированная передаточная функция  $G$  (10.55) равна  $(1 - G)$  (10.38), т. е.

$$G = \frac{pT}{1 + pT} \doteq e^{-t/T}. \quad (10.56)$$

Очевидно, эта экспоненциальная функция идентична величине  $y$  (фиг. 76), и поэтому ее дальнейший анализ излишен.

В начальный момент переходного процесса ( $t = 0$ ) ток нагрузки увеличивается на величину, равную частному от деления приращения напряжения питания  $\bar{U}$  на выходное сопротивление  $R_{\text{вых.}}$ . Это приращение тока нагрузки стремится по экспоненциальному закону к нулю с постоянной времени  $T_y$  (10.41). В связи с тем что ток управления имеет такую же форму кривой, как и ток нагрузки, он уменьшается таким же образом.

Переходный процесс (10.55) при увеличении напряжения питания иллюстрируется фиг. 87, А, а при уменьшении напряжения питания — фиг. 87, Б. Очевидно, ток нагрузки ДН резко реагирует на колебания напряжения питания. Предельный случай возникает при

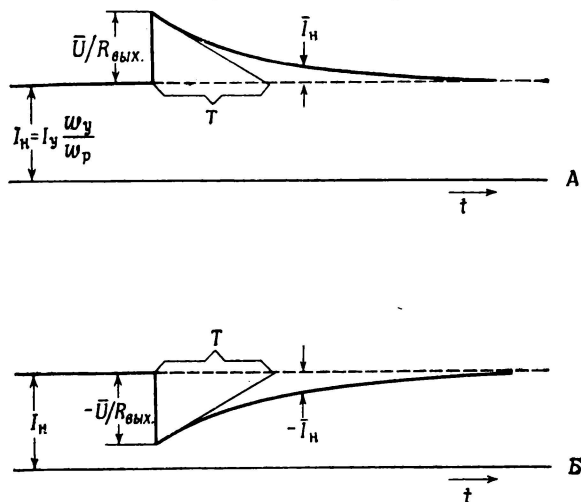


Фиг. 86. Структурная схема дросселя насыщения с нагрузкой, иллюстрирующая влияние колебаний напряжения питания.

внезапном подсоединении к ДН источника питания [10.11]. Возникающий при этом очень большой ток будет протекать не только в рабочих обмотках дросселя, но и в обмотках управления. Этот

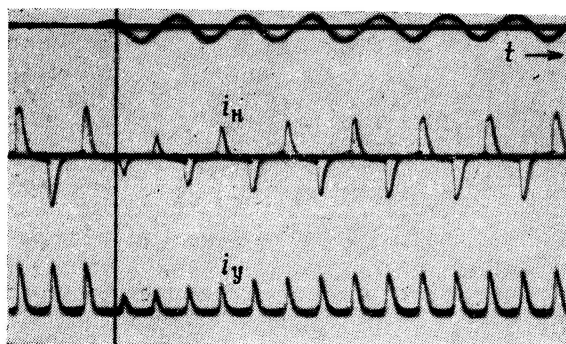


ток может испортить приборы или расплавить предохранители. Наоборот, когда источник переменного напряжения выключается, ток



Фиг. 87. Теоретический переходный процесс тока нагрузки при скачкообразном увеличении (А) и уменьшении (Б) напряжения питания.

управления кратковременно снижается почти до нуля. На осциллограмме, приведенной на фиг. 88, показаны кривые изменения во вре-



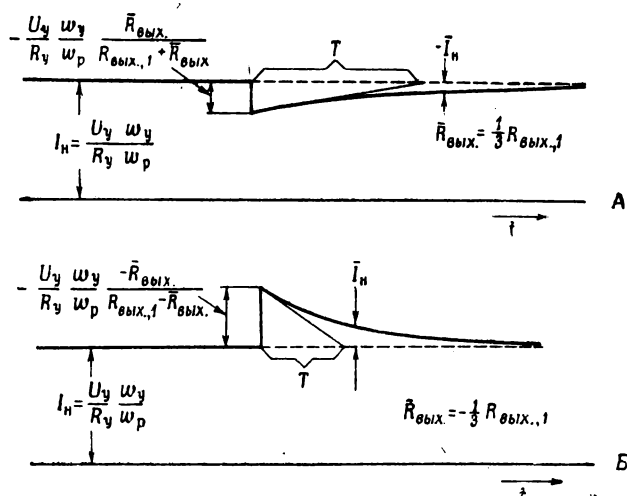
Фиг. 88. Осциллограмма изменения тока нагрузки  $i_H$  и тока управления  $i_y$  при скачкообразном уменьшении напряжения питания на 15,5%.

мени тока нагрузки и тока управления, когда напряжение питания уменьшается только на 15,5%. Из осциллограммы видно, как резко реагируют оба тока — ток нагрузки и ток управления — на такое

сравнительно малое изменение напряжения. Схема, имеющая передаточную функцию, согласно выражению (10.56), представляет одну из форм схем опережения [10.12]. Такая схема может быть использована для компенсации запаздывания в сервосистемах.

### § 15. Переходный процесс при скачкообразном изменении сопротивления нагрузки

На фиг. 89 показан переходный процесс, который происходит при изменении сопротивления нагрузки от величины  $R_{\text{вых.},1}$  до  $R_{\text{вых.},2}$ . При одном и том же приращении сопротивления  $\bar{R}_{\text{вых.}}$  уменьшение тока нагрузки происходит на меньшую величину, чем



Фиг. 89. Переходный процесс тока нагрузки при скачкообразном увеличении (А) и уменьшении (Б) сопротивления нагрузки.

его увеличение (фиг. 89, А и 89, Б). Кроме того, постоянные времени обоих процессов различны. Изменение выходного сопротивления вызывает не только кратковременное изменение тока нагрузки, но и подобное же изменение тока управления. Важно отметить, что, хотя ДН является стабилизирующим устройством при сравнительно медленном изменении сопротивления нагрузки, скачкообразное изменение сопротивления нагрузки такое, например, как короткое замыкание цепи, создаст большие переходные токи в рабочей цепи и цепи управления [10.13].

### § 16. Переходный процесс при нескольких обмотках управления

На практике часто используется несколько обмоток управления. В самом деле, одно из серьезных преимуществ магнитных усилителей перед электронными усилителями — это возможность использования нескольких обмоток управления. Такие электрически разделен-

ные обмотки позволяют включать одновременно несколько управляющих сигналов без электрической интерференции между ними. Другой причиной применения нескольких обмоток управления является необходимость создания смещения.

При наличии только одной обмотки управления у ДН с последовательно соединенными рабочими обмотками выражение для его индуктивности  $L_y$  может быть получено из основного определения (1.5) в виде

$$L_y = \frac{d\Phi_1}{dI_y} \frac{w_y}{10^8}. \quad (10.57)$$

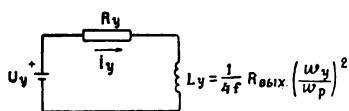
Используя равенства (10.29), (10.21), (10.30) и (5.17), получим

$$L_y = \frac{R_{\text{вых.}}}{4f} \left( \frac{w_y}{w_p} \right)^2. \quad (10.58)$$

Выражая постоянную времени цепи управления

$$T_y = \frac{L_y}{R_y} \quad (10.59)$$

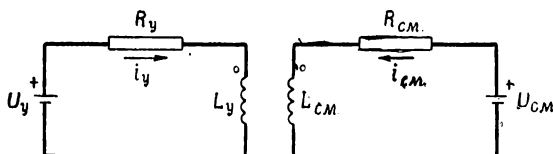
аналогично тому, как это делают для линейной цепи  $RL$ , и, используя выражение (10.58), получим постоянную времени цепи управления точно такую, как в (10.41). Следовательно, цепь управления ДН может быть представлена фиг. 90. Единственная обмотка, показанная на этой фигуре, соответствует единственной обмотке управления (см. фиг. 53) или может представлять две последовательно соеди-



Фиг. 90. Цепь управления ДН с последовательно соединенными рабочими обмотками с одной обмоткой управления.

ненные обмотки управления двух дросселей насыщения  $A$  и  $B$  (см. фиг. 34). Так как поток пропорционален току, его постоянная времени равна постоянной времени тока.

Добавим к ДН (см. фиг. 39) вторую обмотку управления. Что касается процесса управления, то между действием прежней и новой обмотками управления не будет разницы, за исключением, возможно, разного потокоцепления. Но для ясности изложения целесообразно



Фиг. 91. Цепь управления дросселя насыщения с двумя обмотками управления.

различать прежнюю обмотку как обмотку управления и новую обмотку как обмотку смещения. Обмотка управления имеет сопротивление  $R_y$  и индуктивность  $L_y$ , а обмотка смещения — сопротивление  $R_{\text{см.}}$  и

индуктивность  $L_{\text{см.}}$  (фиг. 91). При наличии двух ДН и работе в области пропорциональности в любое время по крайней мере один из ДН ненасыщен, и поэтому между цепями управления и смещения существует непрерывная трансформаторная связь.

*Внешняя цепь обмотки управления является активным сопротивлением.* Обмотки управления и обмотки смещения намотаны на одних и тех же сердечниках и поэтому работают, как однофазный трансформатор. Если пренебречь реактивным сопротивлением рассеяния, то схема замещения трансформатора может быть представлена в виде, показанном на фиг. 92, где (как и в выражении (5.52))

$$R''_{\text{см.}} = R_{\text{см.}} \left( \frac{w_y}{w_{\text{см.}}} \right)^2. \quad (10.60)$$

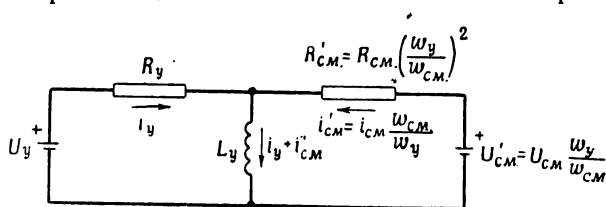
Сопротивление, рассматриваемое со стороны индуктивности, состоит [10.14] из двух параллельно соединенных сопротивлений  $R_y$  и  $R''_{\text{см.}}$  и определяется выражением

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_y} + \frac{1}{R''_{\text{см.}}} \quad (10.61)$$

По аналогии с выражением (10.59), постоянная времени

$$T = L_y \left( \frac{1}{R_y} + \frac{1}{R''_{\text{см.}}} \right). \quad (10.62)$$

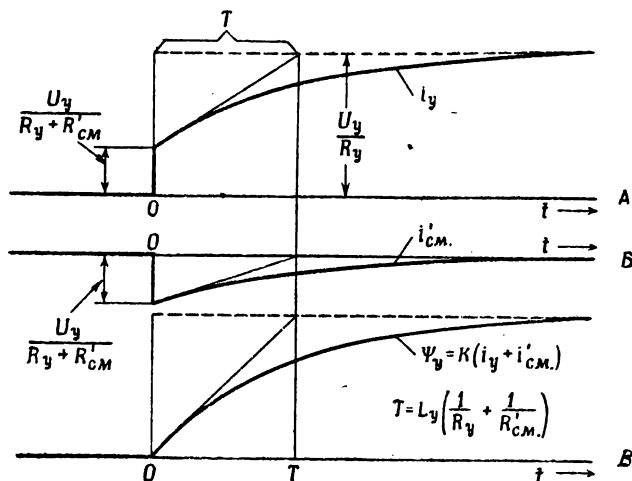
Эта постоянная времени называется полной постоянной времени, или, так как обе цепи (управления и смещения) управляют изменением потока в сердечнике, она называется постоянной времени потока.



Фиг. 92. Эквивалентная схема цепи управления дроселя насыщения с последовательно соединенными рабочими обмотками с двумя обмотками управления.

Переходный процесс в цепи, изображенной на фиг. 39, показан на фиг. 93, откуда видно, что каждый ток в отдельности,  $i_y$  и  $i'_{\text{см.}}$ ,

не пропорционален потокоцеплению. Например, оба тока начинают свои изменения со скачка в то время как потокоцепление  $\psi_y$  начинает изменяться с конечной скоростью. Сумма токов пропорциональна



Фиг. 93. Переходный процесс в дросселе насыщения с двумя обмотками управления при скачкообразном изменении управляющего напряжения. *A* — ток управления одной обмотки управления  $i_y$ ; *B* — приведенный ток управления другой обмотки управления  $i'_{cm}$ ; *B* — потокоцепление  $\psi_y$ .

потокоцеплению  $\psi_y$ . Постоянная времени потока, определяемая начальным потоком  $\Phi_1$ , определяет рост выходного напряжения ДН. При наличии потоков рассеяния токи будут возрастать уже с конечной скоростью.

Если используется больше двух обмоток управления, то по аналогии с выражением (10.62) постоянная времени потока

$$T = L_y \left( \frac{1}{R_y} + \frac{1}{R''_{cm}} + \frac{1}{R''_M} + \frac{1}{R''_N} + \dots \right), \quad (10.63)$$

где  $R''_M$  и  $R''_N$  — приведенные сопротивления обмоток управления *M*, *N* и т. д. Член, заключенный в скобки, представляет собой проводимость  $1/R_{экв.}$ , являющуюся суммой приведенных проводимостей всех обмоток, по которым протекают четные гармоники токов (5.55).

Постоянная времени  $T_M$  обмотки управления  $M$  с индуктивностью  $L_M$ , сопротивлением  $R_M$  и числом витков  $w_M$  равна

$$T_M = \frac{L_M}{R_M} = \frac{1}{4f} \frac{R_{\text{вых.}}}{R_M (w_p/w_M)^2}. \quad (10.64)$$

Используя выражения (10.63) и (10.60), можно подсчитать постоянную времени потока  $T$  по формуле

$$T = T_y + T_{\text{см.}} + T_M + T_N + \dots \quad (10.65)$$

Постоянная времени потока равна сумме постоянных времени всех отдельных цепей управления.

Добавление цепи смещения или других цепей управления с внешним линейным активным сопротивлением увеличивает постоянную времени потока и, таким образом, снижает скорость реакции ДН. Следует также указать, что вихревые токи, вызываемые в сердечниках ампервитками управления, представляют собой скрытые цепи, постоянно связанные с обмоткой управления. Переходный процесс вихревых токов можно также приблизительно характеризовать постоянной времени. Из-за непрерывности этой связи постоянная времени вихревых токов всегда отлична от нуля, благодаря чему невозможно снижение постоянной времени потока ниже определенного предела. Следовательно, максимальная скорость реакции ДН ограничивается вихревыми токами в сердечниках. Уменьшение толщины пластин сердечника и увеличение сопротивления материала уменьшает величину вихревых токов и таким образом уменьшает нижний предел постоянной времени потока.

Для данного ДН и данной цепи нагрузки постоянная времени, выраженная через некоторую постоянную  $k_2$  (10.59), (10.58), имеет вид

$$T_y = k_2 \frac{w_y^2}{R_y}. \quad (10.66)$$

Тогда для постоянной времени потока  $T$  при нескольких обмотках управления [10.15], согласно соотношениям (10.66) и (10.65), получим следующее выражение:

$$T = k_2 \left( \frac{w_y^2}{R_y} + \frac{w_{\text{см.}}^2}{R_{\text{см.}}} + \frac{w_M^2}{R_M} + \frac{w_N^2}{R_N} + \dots \right). \quad (10.67)$$

Такой способ определения полной постоянной времени через постоянные времени отдельных обмоток может быть с успехом применен и для ДН с введенной обратной связью и для амплистатов.

*Внешняя цепь является индуктивным сопротивлением.* Увеличение постоянной времени потока при добавлении обмотки смещения является нежелательным. Это увеличение постоянной времени может быть снижено включением большого внешнего сопротивления в цепь смещения. Такой метод приводит, однако, к увеличению

мощности, потребляемой цепью смещения. Другой метод, который исключает потребление этой бесполезной мощности, заключается во включении линейного дросселя в цепь смещения. Такой дроссель препятствует протеканию токов, индуктируемых в цепи смещения обмоткой управления, тем самым уменьшая величину  $T_{см.}$  в выражении постоянной времени потока.

### § 17. Переходный процесс в ДН с параллельно соединенными рабочими обмотками

Аналогично выражению (10.10) для ДН с параллельно соединенными рабочими обмотками получим

$$\bar{U}_{вых.} = 2f\bar{\Phi}_1\omega_p 10^{-8}. \quad (10.68)$$

Из выражений (10.30) и (5.18) коэффициент усиления по напряжению

$$K_U = 2 \frac{R_{вых.}}{R_y} \frac{\omega_y}{\omega_p}. \quad (10.69)$$

Из соотношений (10.34) и (10.69) постоянная времени

$$T_y = \frac{1}{f} \frac{R_{вых.}}{R'_y}. \quad (10.70)$$

Формально постоянная времени  $T_y$  ДН с параллельно соединенными рабочими обмотками (10.70) в четыре раза больше постоянной времени ДН с последовательно соединенными рабочими обмотками (10.41). Однако, если ДН сравнивать на базе одинаковых условий согласования по нагрузке (гл. 7, § 8) или на базе одинаковых условий нагрева, численное значение  $R_{вых.}$  ДН с параллельно соединенными рабочими обмотками должно быть в четыре раза меньше  $R_{вых.}$  ДН с последовательно соединенными рабочими обмотками. Тогда численное значение постоянной времени управления в обоих случаях будет одинаковым.

Анализ фиг. 35 показывает, что параллельное соединение рабочих обмоток образует замкнутую петлю, в которой одна обмотка к другой присоединена с противоположной полярностью. Что касается связи с обмоткой управления, то петля, образованная рабочими обмотками, ничем не отличается от обмотки смещения или любой другой цепи управления. Следовательно, полная постоянная времени ДН с параллельно соединенными обмотками, согласно (10.65) [10.14], равна

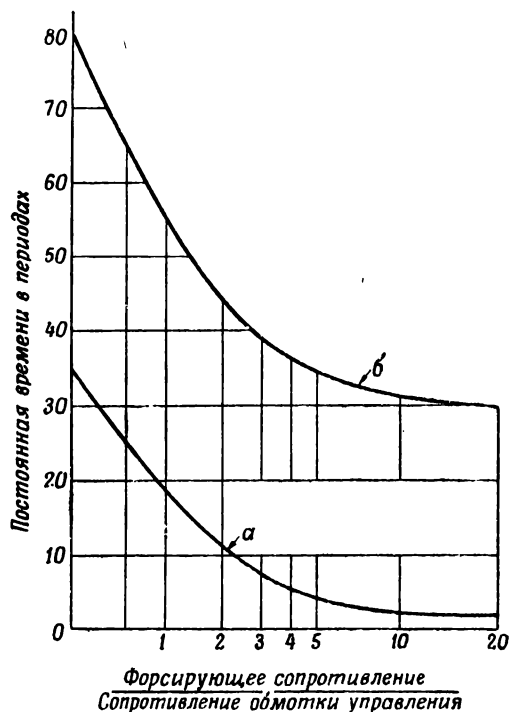
$$T = T_y + T_p, \quad (10.71)$$

где  $T_p$  — постоянная времени петли рабочих обмоток. Используя соотношения (10.66) и (10.67), получим

$$T = T_y \left( 1 + \frac{\omega_p^2}{2R_p} \frac{R_y}{\omega_y^2} \right), \quad (10.72)$$

где  $R_p$  — сопротивление одной рабочей обмотки,  $R_y$  — полное сопротивление цепи управления.

Можно показать, что при равных плотностях тока, одинаковых коэффициентах заполнения по меди, равном пространстве, занимаемом



Ф и г. 94. Сравнение зависимости постоянной времени дросселя насыщения с последовательно соединенными рабочими обмотками (а) и дросселя насыщения с параллельно соединенными рабочими обмотками (б) от величины форсирующего сопротивления.

обмотками, и без форсировки, существует приблизительно следующее соотношение:

$$\frac{2R_p}{\omega_p^2} = \frac{R_y}{\omega_y^2}. \quad (10.73)$$

Соотношения (10.72) и (10.73) приводят к важному выводу, который заключается в том, что при вышеназванных допущениях ДН с параллельно соединенными рабочими обмотками имеет полную постоянную времени, приблизительно вдвое большую, чем постоянная времени его цепи управления. Выражение (10.72) показывает также, что



при большом форсировании ДН с параллельно соединенными рабочими обмотками асимптотически достигает той же полной постоянной времени, которую ДН с последовательно включенными рабочими обмотками имеет без форсировки. Это положение иллюстрируется результатами испытаний однокиловаттного ДН, показанными на фиг. 94.

### § 18. Динамический коэффициент усиления по мощности

Коэффициент усиления по мощности  $K_P$  определяется общим выражением (7.42). Учитывая соотношение (7.48), получим

$$K_P = K_{AW}^2 \left( \frac{\omega_y}{\omega_p^*} \right)^2 \frac{R_n}{R_y} k_f^2. \quad (10.74)$$

Постоянная времени  $T_y$  выражена в общей форме посредством (10.34). Согласно соотношению (10.30), коэффициент усиления по напряжению

$$K_U = \frac{dI_n}{dI_y} \frac{R_{\text{вых.}}}{R_y}. \quad (10.75)$$

Подстановка выражения (7.48) дает, что

$$K_U = K_{AW}^* \frac{\omega_y}{\omega_p^*} \frac{R_{\text{вых.}}}{R_y}, \quad (10.76)$$

а из (10.34)

$$T_y = \frac{1}{4f} K_{AW}^* \left( \frac{\omega_y}{\omega_p^*} \right)^2 \frac{R_{\text{вых.}}}{R_y}. \quad (10.77)$$

Уменьшение постоянной времени цепи управления может быть достигнуто увеличением сопротивления  $R_y$ . Это сопротивление можно увеличить включением в цепь управления внешнего сопротивления, называемого форсирующим. Однако такое увеличение сопротивления будет уменьшать не только постоянную времени цепи управления (10.77), но также и коэффициент усиления по мощности (10.77) в той же самой степени. Это следует из того, что коэффициент усиления по мощности и постоянная времени пропорциональны изменению сопротивления цепи управления.

Отношение коэффициента усиления к постоянной времени управления называется [10.16] динамическим коэффициентом усиления по мощности

$$D_P = \frac{K_P}{T_y}. \quad (10.78)$$

Из выражений (10.74) и (10.77) получим общее выражение динамического коэффициента усиления по мощности в виде

$$D_P = 4fK_{AW}^* \frac{R_n}{R_{\text{вых.}}} k_f^2. \quad (10.79)$$

Если известен динамический коэффициент усиления, можно быстро определить коэффициент усиления по мощности для любой заданной постоянной времени управления  $T_y$ . В связи с тем что назначением магнитного усилителя является усиление мощности, которое должно обычно происходить при заданной постоянной времени, динамический коэффициент усиления  $D_P$  является одним из наиболее важных параметров магнитного усилителя.

Применяя полученные выше выводы к обычному ДН с  $K_{AW}^* = 1$  (7.49) и учитывая выражения (7.27) и (5.8), получим

$$\frac{R_n}{R_{\text{вых.}}} = \frac{n}{1+n}. \quad (10.80)$$

Тогда динамический коэффициент усиления по мощности (в секунду) для обычного ДН

$$D_P = 4f \frac{n}{1+n} k_f^2, \quad (10.81)$$

а динамический коэффициент усиления  $\Delta_P$  (в период)

$$\Delta_P = 4 \frac{n}{1+n} k_f^2. \quad (10.82)$$

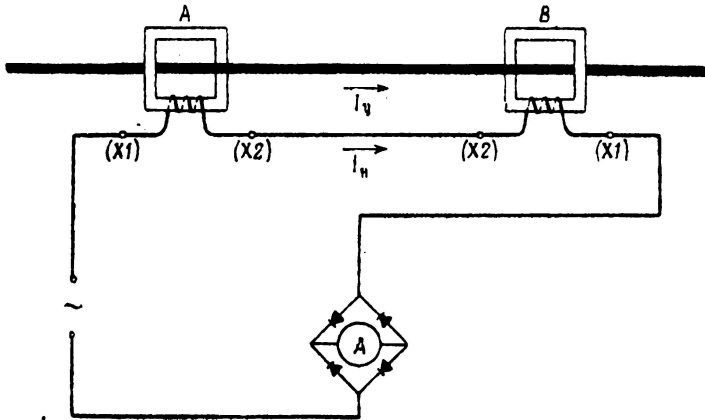
Отношение  $n/(n+1)$  меняется от  $1/2$  до 1 при изменении коэффициента согласования от 1 до  $\infty$ . Следовательно, для ДН с согласованной нагрузкой динамический коэффициент усиления  $\Delta_P = 2k_f^2$  периодам, тогда как для мощных ДН с ограничением по температуре нагрева, у которых  $n/(n+1)$  приближается к единице,  $\Delta_P$  достигает  $4k_f^2$  периодов.

## § 19. Трансформаторы постоянного тока

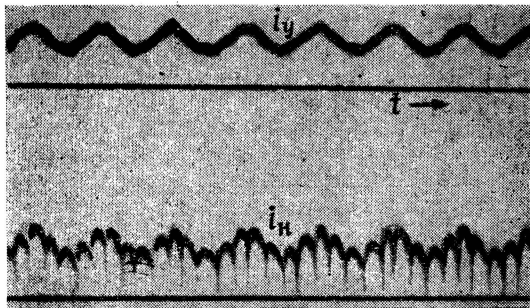
В применениях ДН для измерений больших постоянных токов или постоянных токов высокого напряжения (фиг. 95) четные гармоники тока, вызываемые ДН в цепи постоянного тока, обычно так малы по сравнению с постоянным током, что они могут считаться подавленными. Измеряемый постоянный ток становится независимой переменной.

Предположим, что ДН работает в режиме первого рода (гл. 8, § 5) и ток управления (представляющий собой большой измеряемый ток) уменьшается скачком. Ток нагрузки, протекающий после выпрямления через амперметр, уменьшится в то же мгновение в том же отношении благодаря трансформаторному действию ненасыщенного сердечника. Это мгновенное взаимодействие между током управления

и током нагрузки очень важно. Ток нагрузки копирует ток управления независимо от формы кривой тока управления; отсюда происходит название „трансформатор постоянного тока“ [10.17]. Это трансформаторное свойство хорошо видно из фиг. 96, где верхняя кривая изображает изменение тока управления с частотой пульсации примерно 10 гц, а нижняя кривая — изменение выпрямленного тока нагрузки частотой 60 гц. Между током нагрузки и током управления



Фиг. 95. Принципиальная схема трансформатора постоянного тока: измеряется ток  $I_y$ .

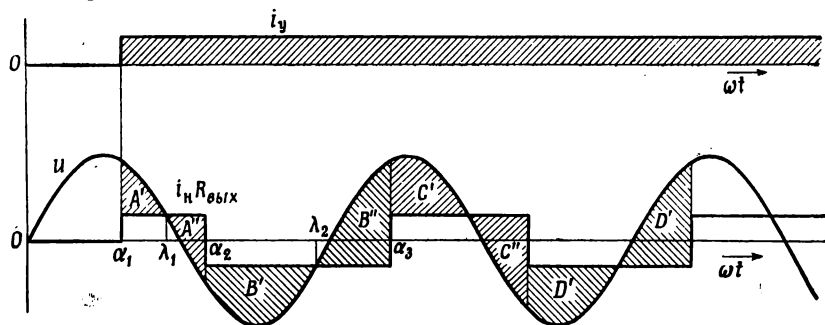


Фиг. 96. Переходный процесс в трансформаторе постоянного тока; измеряется ток  $i_y$ ;  $i_n$  — выходной ток.

незаметно сдвига по фазе, и ток нагрузки является копией тока управления, уменьшенного в отношении чисел витков.

В то время как величина тока нагрузки мгновенно устанавливается в соответствии с изменениями тока управления, угол насыщения

достигает своего установившегося значения постепенно [10.18], как показано на фиг. 97, где при  $\omega t = \alpha_1$  ток управления увеличивается от нуля до некоторой конечной величины. Нетрудно заметить, что ток нагрузки мгновенно достигает установившейся величины. Как и на фиг. 61, интеграл от напряжения, приложенного к цепи управления, по времени при  $\alpha_1 < \omega t < \lambda_1$  пропорционален площади  $A'$ . При  $\lambda_1 < \omega t < \alpha_2$  э. д. с. дросселей поддерживает неизменный ток в цепи переменного тока. Когда интеграл по времени от этой э. д. с. станет равным предыдущему интегралу (т. е. площадь  $A' = A''$ ),



Фиг. 97. Переходный процесс в трансформаторе постоянного тока при скачкообразном увеличении тока  $i_y$ .

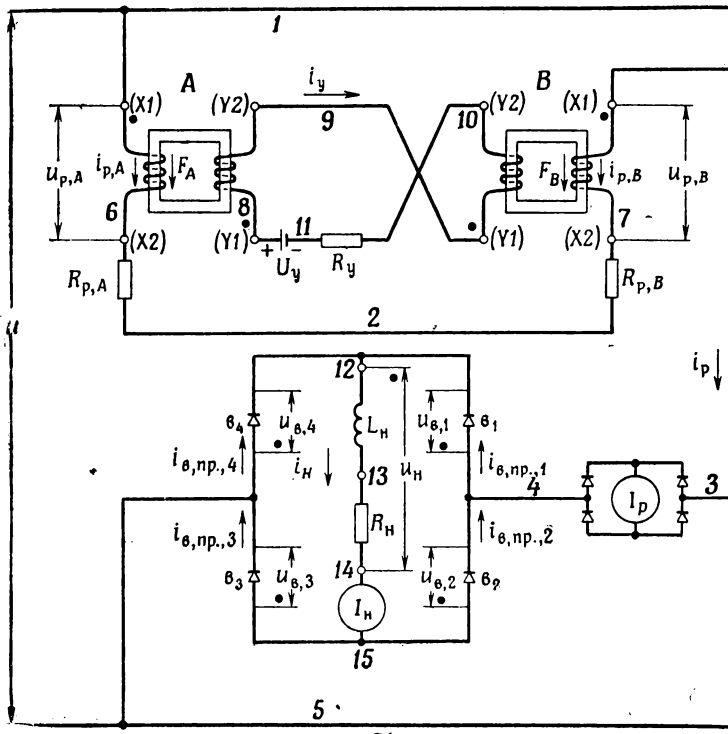
ток нагрузки меняет направление ( $\omega t = \alpha_2$ ). Аналогично при  $\alpha_2 < \omega t < \lambda_2$  напряжение на дросселе снова потребляется от сети (площадь  $B'$ ). При  $\lambda_2 < \omega t < \alpha_3$  э. д. с. дросселей превышает напряжение сети, так что при  $\omega t = \alpha_3$  площадь  $B' = B''$ .

Аналогично определяется остальной переходный процесс. Как можно видеть, отклонения угла насыщения от его установившегося значения (фиг. 97) составляют 50, — 30, 10 и — 8°. О применениях см. в гл. 24, § 14 и [10.19].

**УСТАНОВИВШИЙСЯ РЕЖИМ РАБОТЫ ДРОССЕЛЯ  
НАСЫЩЕНИЯ С ИНДУКТИВНОЙ НАГРУЗКОЙ  
В ЦЕПИ ВЫПРЯМЛЕННОГО ТОКА**

**§ 1. Введение**

В большинстве случаев нагрузка представляет собой такую индуктивность, как, например, обмотка возбуждения электрической машины,



Фиг. 98. Схема дросселя насыщения с индуктивной нагрузкой в цепи выпрямленного тока.

включенная после выпрямителя. При однофазном двухполупериодном выпрямлении пульсации тока определяются отношением постоянной

времени нагрузки к продолжительности полупериода питающего напряжения и фазовым углом (углом насыщения), при котором напряжение питания прикладывается к нагрузке. В дальнейшем будем считать, что постоянная времени нагрузки  $L_{\pi}/R_{\pi}$  настолько велика, что пульсации тока незначительны. Случаи применения индуктивной нагрузки с недостаточно большой постоянной времени изложены в работах [4.18] и [4.28].

В ДН с подавленными четными гармониками тока кривая рабочего тока обладает прямоугольной формой при работе в первом режиме (гл. 8, § 5). После выпрямления такой ток не имеет пульсаций и поэтому не будет создавать падения напряжения на индуктивном сопротивлении нагрузки. Следовательно, замена активной нагрузки высокоиндуктивной не меняет существенно работу ДН при подавленных четных гармониках тока. В связи с этим работа с ДН с подавленными четными гармониками тока не будет рассматриваться.

Рассмотрим работу со свободными четными гармониками тока ДН с последовательно соединенными рабочими обмотками при наличии по крайней мере одной цепи управления сравнительно низкого сопротивления (фиг. 98) или ДН с параллельно соединенными обмотками безотносительно к сопротивлению цепи управления (гл. 4, § 3). Оставим в силе те же допущения, что и для ДН с активной нагрузкой и, кроме того, положим, что ток нагрузки полностью сглажен, а обратный ток выпрямителей  $v_1$ ,  $v_2$ ,  $v_3$  и  $v_4$  (фиг. 98) равен нулю. Будем считать также, что кривая намагничивания  $B-H$  имеет идеальную, прямоугольную форму (фиг. 21).

## § 2. Интервал возбуждения

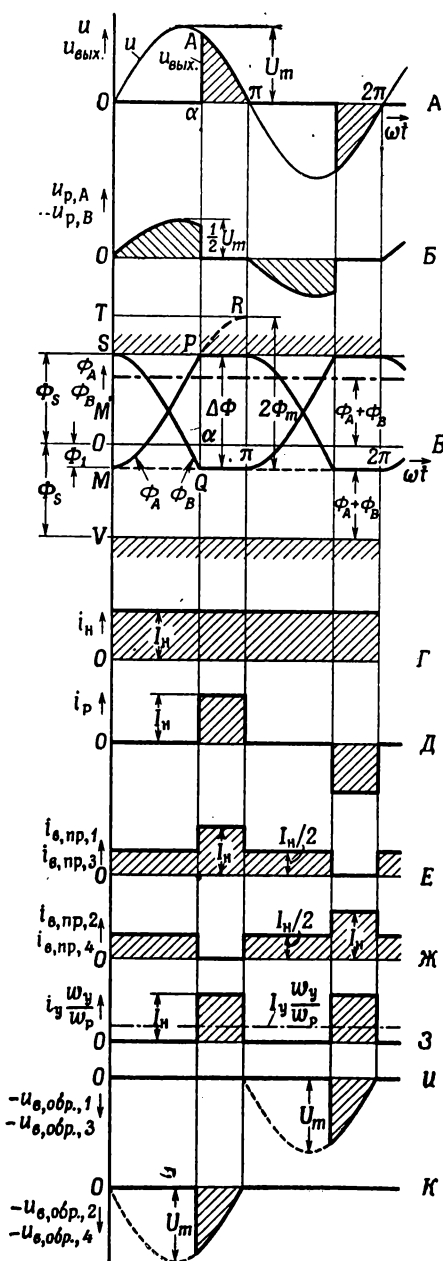
Функции дросселей насыщения  $A$  и  $B$ , работающих в качестве магнитных переключателей, описаны в гл. 4, § 5. В течение первого интервала возбуждения ( $0 < \omega t < \alpha$ ) рабочая обмотка не проводит (отключена) и рабочий ток  $i_p$  равен нулю (фиг. 99,  $D$ ). Но это еще не означает, что ток нагрузки  $i_n$  также равен нулю (фиг. 99,  $\Gamma$ ). Если ток нагрузки отличен от нуля при  $\omega t = 0$ , то он может протекать, циркулируя через выпрямители нагрузки, несмотря на то, что рабочий ток равен нулю. При одинаковых выпрямителях токи во всех плечах мостика будут одинаковыми и поэтому между точками 4 и 5 (фиг. 98) не будет разности потенциалов.

На основании вышеизложенного можно сделать следующие выводы: 1) в противоположность случаю работы с активной нагрузкой при индуктивной нагрузке рабочий ток и ток нагрузки не обязательно одинаковы; 2) циркулирующий ток не создает разности потенциалов между точками 4 и 5.

Выясним влияние тока возбуждения на режим работы цепи. Будем считать, что прямые сопротивления всех плеч мостикового выпрямителя нагрузки одинаковы и постоянны и что через каждое плечо

протекает половина тока нагрузки  $I_n/2$ . По отношению к рабочему току  $i_p$ , протекающему от точки 4 к точке 5 или обратно, цепь выпрямителей будет линейна, пока  $i_p < I_n$  [11,4]. Поэтому ток  $i_p$  разделится на две равные части, каждая из которых будет протекать через выпрямители  $v_1$  и  $v_2$  соответственно. Так как падение напряжения на этих выпрямителях одинаково, то между точками 12 и 15 разность потенциалов не возникает. Следовательно, нет причин, по которым ток  $i_p$  или любая его часть потекли бы в нагрузку. Обе части тока  $i_p$ , пройдя через выпрямители  $v_3$  и  $v_4$  соответственно, соединятся, образуя снова ток  $i_p$ . Полное сопротивление нагрузки между точками 4 и 5 равно прямому сопротивлению одного плеча мостикового выпрямителя (например, выпрямителя  $v_1$ ). Следовательно, в том случае, когда рабочий ток  $i_p$  меньше тока нагрузки  $I_n$ , он проходит через мостиковый выпрямитель, не влияя на ток нагрузки, и встречает при этом только прямое сопротивление одного плеча выпрямителя.

В связи с тем, что ток возбуждения обычно очень мал по сравнению с током нагрузки, он легко проходит через



Ф и г. 99. Теоретические кривые: А — напряжения питания  $u$ , выходного напряжения  $u_{\text{вых}}$ ; Б — рабочих напряжений; В — потоков в сердечниках; Г — тока нагрузки; Д — рабочего тока; Е, Ж — прямых токов выпрямителей; З — тока управления; И, К — обратных напряжений выпрямителей.

Ф и г. 99. Теоретические кривые: А — напряжения питания  $u$ , выходного напряжения  $u_{\text{вых}}$ ; Б — рабочих напряжений; В — потоков в сердечниках; Г — тока нагрузки; Д — рабочего тока; Е, Ж — прямых токов выпрямителей; З — тока управления; И, К — обратных напряжений выпрямителей.

выпрямитель нагрузки, создавая лишь небольшое падение напряжения на прямом сопротивлении выпрямителей. Следовательно, практически возбуждение дросселей насыщения  $A$  и  $B$  будет происходить так, как если бы между точками 4 и 5 было включено чисто активное сопротивление нагрузки. В гл. 5, § 1, 2 при точно таких же условиях были подсчитаны потоки в сердечниках ДН с активной нагрузкой. Поэтому фиг. 37,  $D$  может быть с таким же успехом применена и для ДН с индуктивной нагрузкой, включенной на выпрямленном токе. Кроме того, фиг. 99,  $B$ ,  $B$  идентичны фиг. 37,  $G$ ,  $D$ .

### § 3. Интервал насыщения

В течение первого интервала насыщения ( $\alpha < \omega t < \pi$ ) дроссели „открыты“ и напряжение питания приложено к точкам 4 и 5 (фиг. 98) при условии, что падение напряжения на активных сопротивлениях рабочих обмоток  $R_{p, A}$  и  $R_{p, B}$  и амперметре незначительно. В предыдущем параграфе было показано, что импеданс моста между точками 4 и 5 равен прямому сопротивлению одного плеча выпрямителя нагрузки, если рабочий ток  $i_p$  меньше тока нагрузки  $i_n$ . При приложении напряжения питания  $u_{\text{вых.}}$  (выходного напряжения) (фиг. 99,  $A$ ) рабочий ток будет резко возрастать при  $\omega t = \alpha$  до тех пор, пока не достигнет величины тока нагрузки. В этот момент направление тока в двух сопряженных плечах мостикового выпрямителя стало бы обратным, если бы не было блокирующего действия их выпрямителей. При двух запертых плечах моста импеданс между точками 4 и 5 равен сумме прямых сопротивлений двух плеч мостикового выпрямителя и импеданса нагрузки. В связи с допущением большой постоянной времени нагрузки ток нагрузки практически будет оставаться на одном и том же уровне. Тогда рабочий ток, проходящий через индуктивную нагрузку, должен быть численно равен току нагрузки. Это условие выполняется до тех пор, пока выходное напряжение  $u_{\text{вых.}}$  больше, чем падение напряжения на прямом сопротивлении одного плеча мостикового выпрямителя. Если прямое сопротивление плеча выпрямителя равно нулю, это условие имеет силу до  $\omega t = \pi$ , после чего начинается новый интервал возбуждения.

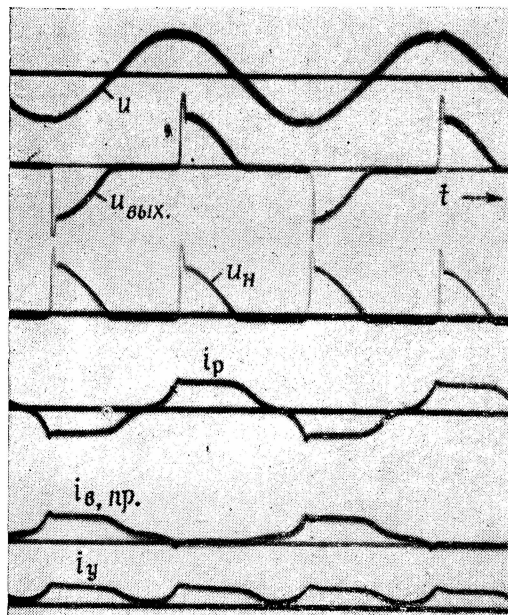
В течение интервала насыщения нагрузка питается от источника напряжения. В течение интервала возбуждения ток нагрузки поддерживается за счет магнитной энергии, запасенной в индуктивности нагрузки  $L_n$ .

Кривые изменения токов в плечах мостикового выпрямителя нагрузки показаны на фиг. 99,  $E$  и  $Ж$ .

В течение интервалов насыщения один из двух сердечников ненаасыщен и действует как трансформатор тока (гл. 5, § 7). В результате ток, протекающий по цепи управления  $i_y$ , имеет ту же форму кривой, что и рабочий ток  $i_p$  (фиг. 99,  $З$ ).



При нулевом прямом сопротивлении плеч выпрямителя и незначительном активном сопротивлении рабочих обмоток напряжение на нагрузке  $u_n$  равно выходному напряжению  $u_{\text{вых.}}$ . В течение первого интервала насыщения полный ток нагрузки протекает через выпрямители  $\theta_1$  и  $\theta_3$ , а непроводящие выпрямители находятся под напряжениями  $u_{\theta, 2}$  и  $u_{\theta, 4}$ , равными отрицательной величине напряжения на



Фиг. 100. Изменение во времени напряжения питания  $u$ , выходного напряжения  $u_{\text{вых.}}$ , напряжения на нагрузке  $u_n$ , рабочего тока  $i_p$ , прямого тока выпрямителя  $i_{\theta, \text{пр.}}$ , тока управления  $i_y$ .

нагрузке  $-u_n$  (фиг. 98). Напряжения на выпрямителях  $u_{\theta, 2}$ ,  $u_{\theta, 4}$  называются обратными напряжениями  $u_{\theta, \text{обр.}, 2}$ ,  $u_{\theta, \text{обр.}, 4}$  (фиг. 99, И и К).

На фиг. 100 приведена осциллограмма для дросселя мощностью 2 квт с сердечником из трансформаторной стали.

#### § 4. Закон равенства ампервитков

В связи с тем что потоки  $\Phi$  и, следовательно, рабочие напряжения в ДН с индуктивной нагрузкой в цепи выпрямленного тока (фиг. 99) меняются точно так же, как и в ДН с активной нагрузкой, для ДН

с индуктивной нагрузкой на выпрямленном токе с успехом могут быть использованы выводы, сделанные в гл. 5, § 1—6. Выражения (5.1) — (5.40) можно также применять непосредственно для подобного ДН.

В течение первого интервала насыщения ( $\alpha < \omega t < \pi$ ) ДН  $B$  ненасыщен, и, следовательно,

$$i_{p,B}\omega_p + i_y\omega_y = 0. \quad (11.1)$$

Закон равенства ампервитков для ненасыщенного сердечника применим также и для ДН с индуктивной нагрузкой, включенной на выпрямленном токе. Обозначим среднее значение рабочего тока, измеренное прибором магнитоэлектрической системы после выпрямления, через  $I_p$  (фиг. 98), тогда после интегрирования за обе половины периода получим, что среднее выпрямленное значение рабочих ампервитков  $I_p\omega_p$  равно среднему значению ампервитков управления  $I_y\omega_y$ , т. е.

$$I_y\omega_y = I_p\omega_p. \quad (11.2)$$

Допущение идеальной прямоугольной кривой намагничивания  $B-H$  справедливо тем больше, чем меньшую долю составляют ампервитки возбуждения от полных ампервитков. Следовательно, выражение (11.2) и его варианты не могут быть применены в области возбуждения, т. е. в окрестности  $I_y\omega_y = 0$ , где ток возбуждения относительно высок.

Очевидно также, что непрерывное увеличение тока управления не может вызывать неограниченное увеличение тока нагрузки и рабочего тока. Максимально возможный рабочий ток  $I_{p,m}$  идентичен максимально возможному току нагрузки  $I_{n,m}$ , если все сопротивления включены в сопротивление нагрузки. Таким образом,

$$I_{p,m} \equiv I_{n,m} = \frac{U}{R_{\text{вых}}}, \quad (11.3)$$

где  $R_{\text{вых}}$  — сумма всех сопротивлений, которые встречает рабочий ток при  $a = 1$  (7.3).

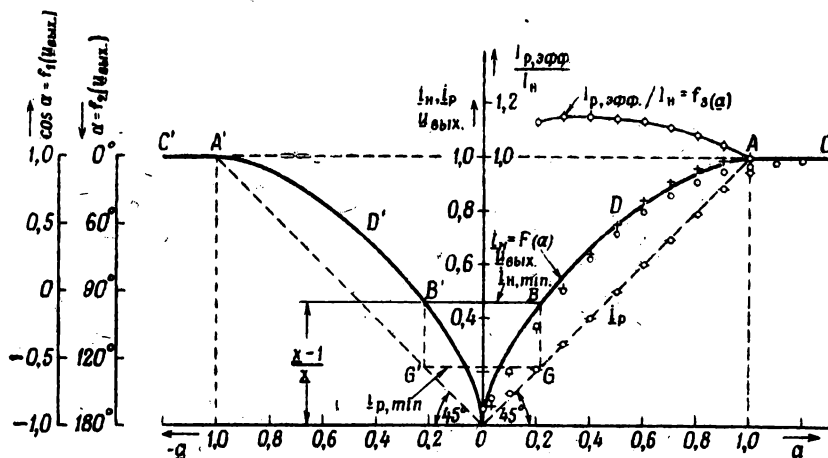
В действительности максимальные токи не достигают полностью указанной величины за счет реактивных сопротивлений рассеяния и насыщения рабочих обмоток (табл. 6) и обратного тока выпрямителя нагрузки. Разделив обе части равенства (11.2) на  $I_{p,m}$ , получим следующее соотношение:

$$\frac{I_p}{I_{p,m}} = \frac{I_y\omega_y}{I_{p,m}\omega_p^*}, \quad (11.4)$$

которое отличается от равенства (7.1) лишь тем, что ток нагрузки заменен рабочим током. По аналогии с основной характеристикой, приведенной на фиг. 46 (гл. 7, § 1), введем относительное значение рабочего тока

$$\underline{i}_p = \frac{I_p}{I_{p,m}} = \frac{I_p R_{\text{вых}}}{U} \quad (11.5)$$

и построим график зависимости  $I_p$  от относительного значения ампервитков управления  $a$  (фиг. 101). В результате получим ломаную линию  $C'A'G'OGAC$ . Области пропорциональности на этой характеристике являются участки  $A'G'O$  и  $OGA$ , а областями насыщения (области, где ток ограничивается сопротивлением) — участки  $C'A'$  и  $CA$ .



Фиг. 101. Обобщенная характеристика управления.  $C'A'G'OGAC$  — теоретическая кривая рабочего тока;  $C'A'D'B'OB DAC$  — теоретическая кривая тока нагрузки;  $\alpha$  — угол насыщения;  $\circ$  — экспериментальные значения тока нагрузки;  $+$  — значения тока нагрузки, полученные из выражения (11.13);

$\circ\text{---}\circ$  — экспериментальные значения рабочего тока;  $\circ$  — значения

$$I_{p, \text{эфф.}} / I_n.$$

Ток нагрузки  $I_n$  можно определить следующим образом:

$$I_p = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} I_p d(\omega t). \quad (11.6)$$

В течение интервала насыщения ( $\alpha < \omega t < \pi$ )

$$I_p = I_n. \quad (11.7)$$

Следовательно,

$$I_n = \frac{\pi}{\pi - \alpha} I_p. \quad (11.8)$$

Используя выражения (7.2), (7.6) и (7.5), получим

$$\underline{I_n} = \frac{I_n}{I_{n, \text{н}}} = \frac{U_{\text{вых.}}}{U} = \frac{1 + \cos \alpha}{2}, \quad (11.9)$$

$$\alpha = \arccos(2\underline{I_n} - 1). \quad (11.10)$$

Из равенств (11.8), (11.3), (11.5), (11.4), (7.3)

$$\underline{l}_p = \frac{\pi - \alpha}{\pi} \underline{l}_n = \underline{a}. \quad (11.11)$$

Учитывая выражение (11.10), получим окончательно

$$\underline{a} = \underline{l}_n \left[ 1 - \frac{1}{\pi} \arccos(2\underline{l}_n - 1) \right] = \frac{2}{\pi} \underline{l}_n \arcsin \sqrt{\underline{l}_n}. \quad (11.12)$$

### § 5. Обобщенная характеристика управления

Характеристика ДН (фиг. 101) представлена в обобщенной, т. е. безразмерной форме, следовательно, она приемлема для любого ДН с индуктивной нагрузкой в цепи выпрямленного тока. Эта характеристика называется основной характеристикой ДН. В графической форме выражение (11.12) представлено на фиг. 101 кривой  $A'D'ODA$ . В противоположность ДН с активной нагрузкой обобщенная характеристика ДН с индуктивной нагрузкой на выпрямленном токе не является прямой линией, причем тангенс ее угла наклона изменяется от  $\infty$  (при  $\underline{a} = 0$ ) до 0 (точка  $A$ ), что указывает на то, что коэффициент усиления по ампервиткам (гл. 7, § 14) также изменяется от  $\infty$  до 0. Нетрудно также заметить, что при индуктивной нагрузке, включенной на выпрямленном токе, ток нагрузки больше, чем при активной нагрузке, так как для последней изменение тока нагрузки представляется прямыми линиями  $A'O$  и  $OA$ .

Ветвь  $ODA$  называется положительной частью характеристики, ветвь  $OD'A'$  — отрицательной частью. На отрицательной части характеристики усилитель работает при управляющем напряжении обратной полярности. Кривые  $ODA$  и  $OD'A'$  симметричны по отношению к оси ординат.

Кружками на фиг. 101 показаны экспериментальные значения тока нагрузки, кружками с горизонтальными черточками — экспериментальные значения рабочего тока. При малых относительных значениях ампервитков экспериментальные значения получаются выше теоретических благодаря наличию тока возбуждения, а при больших относительных значениях тока нагрузки экспериментальные значения меньше теоретических из-за наличия реактивных сопротивлений рассеяния и насыщения и обратного тока выпрямителей. Нетрудно заметить, что расхождение между экспериментальными и теоретическими значениями для рабочего тока меньше, чем для тока нагрузки.

За исключением окрестности точки  $\underline{a} = 0$ , экспериментальная кривая тока  $I_{n, m}$  аппроксимируется эмпирическим уравнением

$$\underline{l} \simeq 2\underline{a} - \underline{a}^2. \quad (11.13)$$

Значения тока  $I_{n, m}$ , соответствующие выражению (11.13), представлены на фиг. 101 крестиками.

Возвращаясь к равенству (11.12), напомним, что оно выражает зависимость величины  $\underline{a}$  от  $\underline{i}_n$ . Обычно предпочтительней обратная функция, которая вследствие ее трансцендентного характера выражается следующим образом:

$$\underline{i}_n = F(\underline{a}), \quad (11.14)$$

где  $F(\underline{a})$  представляет функцию, изображенную кривой  $ODA$ .

Соотношение между углом насыщения  $\alpha$  и относительным значением тока нагрузки  $\underline{i}_n$  (11.9), (7.2), (7.6), (7.5) такое же, как и при активной нагрузке, поэтому масштабы построения  $\cos \alpha$  и  $\alpha$  на фиг. 101 те же, что и на фиг. 46. Значения  $f_1(\underline{i}_n)$ ,  $f_2(\underline{i}_n)$  указывают значения  $\cos \alpha$  и  $\alpha$  при соответствующих значениях  $\underline{i}_n$ .

При перевозбуждении (гл. 7, § 2) ток нагрузки не может стать меньше минимальной величины  $I_{n, \min}$  (7.15). Это показано на основной характеристике (фиг. 101) прямой линией  $BB'$  — для тока нагрузки и  $GG'$  — для рабочего тока. Точки  $G$  и  $G'$  получаются как проекции точек  $B$  и  $B'$  на характеристику рабочего тока. Области  $BB'$  и  $GG'$  называются областями перевозбуждения.

При рассмотрении дросселей, работающих с ограничениями по нагреву (гл. 7, § 8), важны соотношения между эффективными значениями рабочего тока  $I_{p, \text{эфф.}}$  и средними значениями тока нагрузки  $I_n$ . Экспериментальные значения  $I_{p, \text{эфф.}}/I_n$  нанесены на фиг. 101 в функции относительных значений ампервитков  $\underline{a}$ . Если нужно определить  $I_{p, \text{эфф.}}$  для заданного  $\underline{i}_n$ , сначала определяют  $\underline{a}$  по кривой  $ODA$ , а затем  $I_{p, \text{эфф.}}/I_n$ .

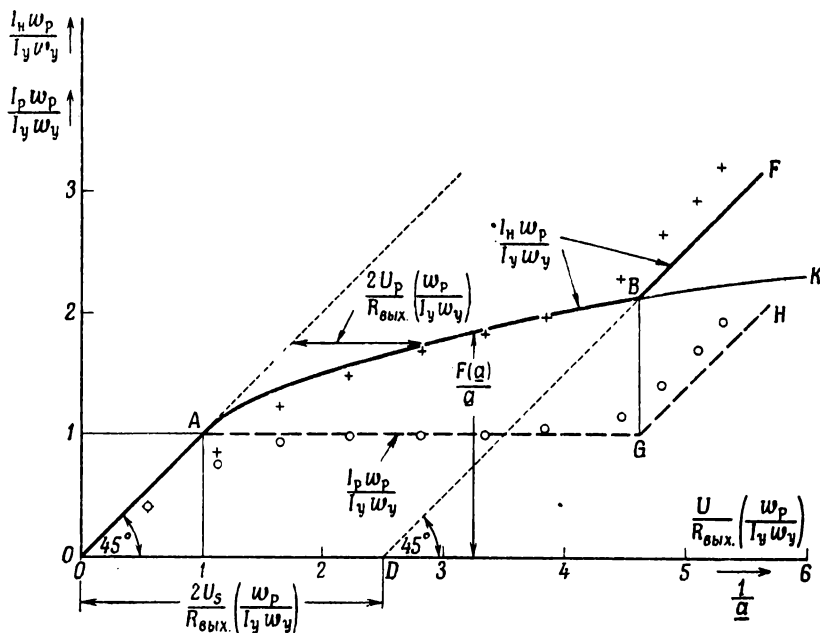
## § 6. Другие характеристики ДН

Характеристики ДН с индуктивной нагрузкой, включенной на выпрямленном токе, так же, как и в случае работы ДН с активной нагрузкой, могут быть выведены из основной характеристики (фиг. 101).

*Ток нагрузки и рабочий ток в зависимости от тока управления.* В связи с нелинейностью характеристик самый удобный путь получения характеристик ДН заключается в изменении значений масштабов основной характеристики. Ордината  $\underline{i}_n = 1$  заменяется значением  $I_n = U/R_{\text{вых.}}$ , и все другие ординаты изменяются пропорционально. Абсцисса  $\underline{a} = 1$  заменяется значением  $I_y = (U/R_{\text{вых.}}) \times (\omega_p^*/\omega_y)$ , а все остальные значения по оси абсцисс изменяются также пропорционально.

*Ток нагрузки и рабочий ток в зависимости от напряжения питания и выходного напряжения.* Фиг. 102 иллюстрирует влияние изменений отношения  $U/R_{\text{вых.}}$  на ток нагрузки и рабочий ток. Подробный вывод этой характеристики приведен в работе [11.1].

На основании анализа фиг. 102 можно сделать вывод, что работа ДН с активной нагрузкой в области насыщения основной характеристики  $OA$  подобна работе ДН с индуктивной нагрузкой на выпрямленном токе. В положительной области характеристики ток нагрузки ДН с активной нагрузкой остается постоянным ( $AG$ ), тогда как ток



Фиг. 102. Зависимость тока нагрузки  $I_n$  и рабочего тока  $I_p$  дросселя насыщения с последовательно соединенными рабочими обмотками от напряжения питания  $U$  и выходного сопротивления  $R_{\text{вых}}$ . Точки, полученные экспериментально, изображены крестами и кружками.

нагрузки ДН с индуктивной нагрузкой на выпрямленном токе увеличивается ( $AB$ ). Скорость увеличения тока нагрузки меньше, чем отношения  $U/R_{\text{вых}}$ . В областях перевозбуждения  $BF$  и  $GH$  токи нагрузки для обоих случаев различны, но их скорости нарастания с увеличением  $U/R_{\text{вых}}$  одинаковы.

## § 7. Выходная мощность

При индуктивной нагрузке в цепи выпрямленного тока так же, как и при активной нагрузке (гл. 7, § 8), существует различие между работой усилителя с согласованной нагрузкой и работой усилителя с ограничением по нагреву. Разница между случаем работы ДН

с активной нагрузкой и с индуктивной нагрузкой, включенной на выпрямленном токе, главным образом количественная, обусловленная падением напряжения на выпрямителе нагрузки и разными значениями отношения  $I_{p, \text{эфф.}}/I_n$ , которое при активной нагрузке равно коэффициенту формы  $k_f$ .

Величина выходной мощности  $P_n$  при максимальном токе нагрузки  $I_{n, m}$  получается из соотношения (7.25). При полностью сглаженном токе нагрузки (фиг. 99)  $k_f = 1$  и

$$P_n = I_{n, m}^2 R_n, \quad (11.15)$$

причем значения токов  $I_{n, m}$  и  $I_{p, m}$  получаются из выражения (11.3), где

$$R_{\text{вых.}} \simeq R_n + 2R_{\theta, \text{пр.}} + R_p^*. \quad (11.16)$$

Здесь  $R_{\theta, \text{пр.}}$  — прямое сопротивление одного плеча мостикового выпрямителя, определенное, как частное от деления прямого напряжения на выпрямителе на прямой ток выпрямителя, а  $R_p^*$  — эффективное сопротивление рабочих обмоток (5.6), (5.7). Ввиду того что  $i_n$  и  $i_p$  неодинаковы в течение всего полупериода, соотношение (11.16) неточно.

В полупроводниковых выпрямителях число последовательно соединенных элементов, грубо говоря, пропорционально напряжению на нагрузке, а число или сечение параллельно соединенных элементов пропорционально току нагрузки, поэтому в первом приближении прямое сопротивление выпрямителя нагрузки при  $a = 1$  пропорционально сопротивлению нагрузки

$$R_{\theta, \text{пр.}} = \underline{r}_{\theta, \text{пр.}} R_n, \quad (11.17)$$

где  $\underline{r}_{\theta, \text{пр.}}$  называется относительным значением прямого сопротивления выпрямителя. В новых селеновых выпрямителях  $\underline{r}_{\theta, \text{пр.}}$  равно приблизительно 0,15 при 20°С. Следовательно, активное сопротивление индуктивной нагрузки увеличивается на величину  $\underline{r}_{\theta, \text{пр.}} R_n$  по сравнению с чисто активной нагрузкой. Аналогично тому, как сделано в выражении (7.27), введем коэффициент согласования

$$n = \frac{(1 + 2\underline{r}_{\theta, \text{пр.}}) R_n}{R_p^*}. \quad (11.18)$$

Анализ отдачи мощности нагрузке может быть проведен подобно тому, как это было сделано в гл. 7, § 8 (7.29), (7.31), (7.32) при  $k_f = 1$ , за исключением того, что  $P_{n, m}$  в  $(1 + 2\underline{r}_{\theta, \text{пр.}})$  раз больше, чем полезная выходная мощность. Отметим, что после исключения мощности потерь в выпрямителях максимум выходной мощности

в индуктивной нагрузке равен: 1) при  $n = 1$ ,  $(2\sqrt{2}/\pi)^2 = 0,81$  от величины выходной мощности, получаемой в чисто активной нагрузке; 2) при  $n \gg 1$ ,  $2\sqrt{2}/\pi = 0,9$  от величины выходной мощности, получаемой в чисто активной нагрузке.

В связи с различием между выходной мощностью при активной нагрузке и индуктивной нагрузке, включенной на выпрямленном токе, важно установить, какой тип нагрузки относится к данному классу ДН. Все вышесказанное может быть применено и к амплистатам.

### § 8. Коэффициент усиления по ампервиткам

Согласно определению (7.48) и в связи с равенством (7.3), получим

$$K_{AW}^* = \frac{dl_n}{da}. \quad (11.19)$$

В противоположность ДН с активной нагрузкой коэффициент усиления по ампервиткам ДН с индуктивной нагрузкой, включенной на выпрямленном токе, зависит от относительных значений ампервитков управления. Теоретически он меняется от 0 до  $\infty$  (11.12). Однако практически он изменяется не так сильно. Из выражений (11.19) и (11.14)

$$K_{AW}^* = \frac{dF(a)}{da} = F'(a), \quad (11.20)$$

а из (11.13)

$$K_{AW}^* \simeq 2(1 - a). \quad (11.21)$$

Очевидно, при  $a = 0,5$  коэффициент усиления по ампервиткам для ДН с активной нагрузкой и индуктивной нагрузкой на выпрямленном токе одинаков, а именно  $K_{AW}^* = 1$ . При  $a < 0,5$  коэффициент усиления при индуктивной нагрузке больше, а при  $a > 0,5$  меньше, чем при активной нагрузке. Размеры дросселя, материал его сердечников и число витков в первом приближении несущественны для его коэффициента усиления по ампервиткам.

### § 9. Коэффициент усиления по мощности

Выражение для коэффициента усиления по мощности, полученное из (7.50), (11.21) и (11.18), имеет следующий вид:

$$K_P \simeq n \frac{R_p}{R_y} \left( \frac{w_y}{w_p^*} \right)^3 \frac{4(1-a)^2}{1 + 2r_{\theta, \text{пр}}}. \quad (11.22)$$

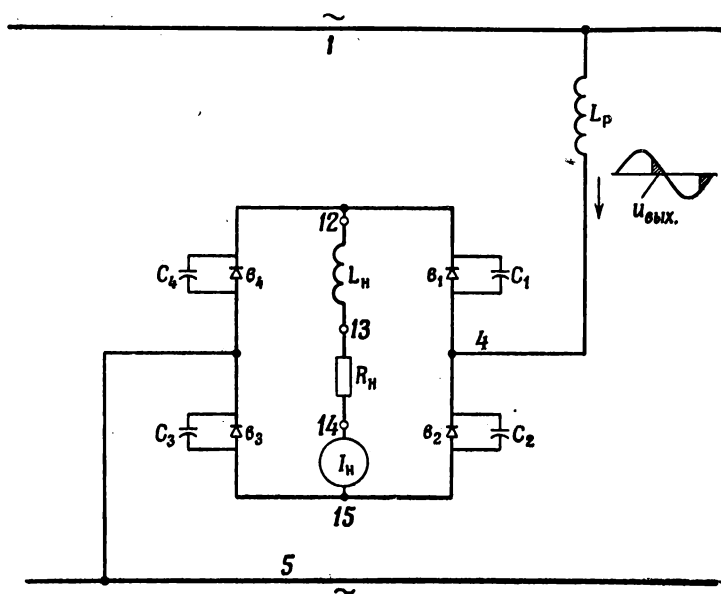
Отметим в заключение, что коэффициент усиления по мощности для ДН с индуктивной нагрузкой, включенной на выпрямленном токе,



при  $\underline{a} = 0,5$  приблизительно такой же, как при активной нагрузке, а при  $\underline{a} < 0,5$  он увеличивается почти в 4 раза по сравнению со случаем активной нагрузки.

### § 10. Обратное напряжение на выпрямителе

Из фиг. 99, И, К видно, что максимальная величина обратного напряжения, которая может появиться на любом плече мостикового выпрямителя, равна максимальной величине напряжения питания  $U_m$ . Теоретическое определение этой максимальной величины сделано при допущении отсутствия падения напряжения на рабочих обмотках, отсутствия прямого падения напряжения на выпрямителях и без учета

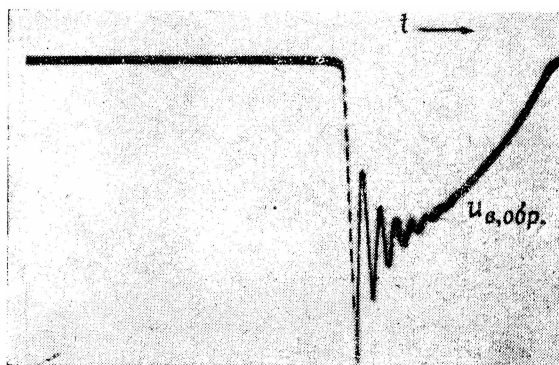


Фиг. 103. Колебательный контур, реагирующий на ударное возбуждение крутым фронтом выходного напряжения  $u_{\text{вых.}}$ .

емкости выпрямителей. В действительности все вышеупомянутые факторы изменяют максимальное обратное напряжение в такой степени, что необходимо рассмотреть их влияние более подробно.

Рассмотрим сначала выпрямитель с незначительной емкостью, например точечный германиевый диод или электронную лампу. Напомним (гл. 11, § 3), что обратное напряжение определяется при допущении, что точки 15, 5, 4 и 12 (фиг. 98) имеют равные потенциалы в течение интервала насыщения и, следовательно, обратные напряжения на выпрямителях  $v_2$  и  $v_4$  равны линейному напряжению. В действительности

на выпрямителе  $v_3$  имеется падение напряжения, увеличивающее потенциал точки 15 и тем самым уменьшающее обратное напряжение на выпрямителе  $v_2$ . Обратное напряжение на выпрямителе  $v_4$  также уменьшается благодаря прямому падению напряжения на выпрямителе  $v_1$ . Можно также заметить, что напряжение между точками 4 и 5 меньше величины линейного напряжения на величину падения напряжения на рабочих обмотках ДН. В результате этих падений напряжения действительное обратное напряжение на селеновых выпрямителях на 20—30% ниже теоретического.



Ф и г. 104. Осциллограмма обратного напряжения на выпрямителе.

Рассмотрим влияние емкости выпрямителя [11.2], [22.15], [22.16]. Цепь нагрузки с фиг. 98 перечерчена на фиг. 103, где показана емкость каждого выпрямителя. Если при  $\omega t = \alpha$  рабочие обмотки „открываются“, линейное напряжение внезапно прикладывается к цепи, состоящей из индуктивности рассеяния и насыщения  $L_p$  и выпрямителей. Благодаря большой индуктивности нагрузки  $L_n$  последняя не будет эффективно принимать участие в переходном процессе, описанном ниже. Положительная полуволна тока, проходящая через  $L_p$  при  $\omega t = \alpha$ , разделится в точке 4. Одна половина пройдет через выпрямитель  $v_1$  и появится на емкости  $C_4$  выпрямителя  $v_4$ , в то время как другая половина появится на емкости  $C_2$  и пройдет через выпрямитель  $v_3$ . По существу цепь состоит из индуктивности  $L_p$ , которая последовательно соединена с параллельно включенными емкостями  $C_2$  и  $C_4$ .

При приложении единичной функции напряжения к такой цепи происходит хорошо известный колебательный процесс [11.3], [4.12], [4.18]. При малом демпфировании максимальный размах колебаний напряжения на емкости близок к двойной величине напряжения приложенной единичной функции. Важно отметить, что напряжение на

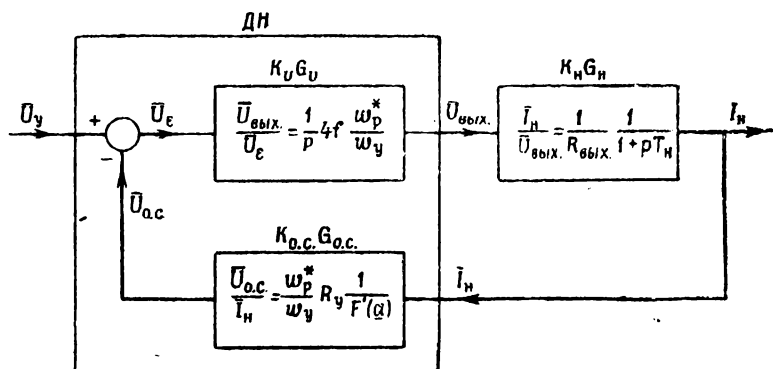
емкости является обратным напряжением на выпрямителе. Для типичного случая — селеновых выпрямителей — максимальная величина обратного напряжения составляет около  $1,5 U_m$ . Изменение обратного напряжения во времени показано на фиг. 104. Частота колебаний обычно имеет порядок килогерц и зависит, в частности, от относительных значений ампервитков. Благодаря колебательным свойствам цепи токи ДН совершают колебания, аналогичные колебаниям обратных напряжений. Из-за инерции шлейфов на осциллограмме, приведенной на фиг. 100, колебания напряжений и токов несколько сглажены.

Для уменьшения максимального обратного напряжения на выпрямителях параллельно нагрузке можно включать активное сопротивление. Сопротивления, приблизительно равного  $5R_n$ , достаточно для уменьшения амплитуды обратного напряжения примерно до 5%. Другой способ устранения перенапряжений на выпрямителях заключается во включении емкости на зажимы постоянного тока выпрямителя нагрузки или включения комбинации из емкости и сопротивлений. Ламповые и точечные германиевые выпрямители имеют ничтожную емкость, и поэтому в них не наблюдается колебаний напряжений и токов.

# ПЕРЕХОДНЫЙ ПРОЦЕСС В ДРОССЕЛЕ НАСЫЩЕНИЯ С ИНДУКТИВНОЙ НАГРУЗКОЙ В ЦЕПИ ВЫПРЯМЛЕННОГО ТОКА

## § 1. Передаточная функция

Для того чтобы структурная схема, изображенная на фиг. 83, была применима к ДН с параллельно соединенными рабочими обмотками так же хорошо, как к ДН с последовательно соединенными



Ф и г. 105. Структурная схема дросселя насыщения с индуктивной нагрузкой в цепи выпрямленного тока.

обмотками,  $w_p$  следует заменить на  $w_p^*$ . Полученная таким образом схема изображена на фиг. 105. Тогда прямая передаточная функция будет иметь вид

$$\frac{|\bar{U}_{\text{вых.}}|}{\bar{U}_y} = \frac{1}{p} 4f \frac{w_p^*}{w_y}. \quad (10.17)$$

Передаточная функция индуктивной нагрузки при включении всего активного сопротивления в цепь нагрузки

$$K_H G_H = \frac{\bar{I}_n}{\bar{U}_{\text{вых.}}} = \frac{1}{R_{\text{вых.}}} \frac{1}{1 + pT_H}, \quad (12.1)$$

где постоянная времени нагрузки

$$T_n = \frac{L_n}{R_{\text{вых}}}. \quad (12.2)$$

Рабочий ток  $\bar{I}_p$  не равен току нагрузки  $\bar{I}_n$ . Из выражений (11.14), (11.11), (11.20)

$$\frac{\bar{I}_p}{\bar{I}_n} = \frac{1}{F'(\underline{a})}. \quad (12.3)$$

Тогда передаточную функцию обратной связи  $K_{o.c.}G_{o.c.}$  (10.48) можно представить в виде

$$K_{o.c.}G_{o.c.} = \frac{\bar{U}_{o.c.}}{\bar{I}_n} = \frac{\bar{U}_{o.c.}}{\bar{I}_p} \frac{\bar{I}_p}{\bar{I}_n} = R_y \frac{w_p^*}{w_y} \frac{1}{F'(\underline{a})}, \quad (12.4)$$

где  $F'(\underline{a})$  — производная по  $\underline{a}$  от функции  $F(\underline{a})$  (11.14).

Полная передаточная функция, полученная из (10.49), (10.19), (10.20) и (12.4), имеет вид

$$\frac{\bar{I}_n}{\bar{U}_y} = \underbrace{\frac{1}{R_y} \frac{w_y}{w_p^*} F'(\underline{a})}_K \underbrace{\left\{ \frac{1}{p^2 T_n [TF'(\underline{a})] + p [TF'(\underline{a})] + 1} \right\}}_G, \quad (12.5)$$

где  $T$  — полная постоянная времени ДН в случае отсутствия индуктивности в цепи нагрузки (10.65).

Инвариантная во времени часть  $K$  является статическим коэффициентом усиления; нормированная передаточная функция  $G$  выражается квадратным уравнением и поэтому называется квадратичной функцией [12.1] — [12.4].

Нормированная передаточная функция имеет переменный коэффициент  $F'(\underline{a})$ , благодаря чему очень трудно получить точное решение этого уравнения. Однако для решения проблем устойчивости в системах с обратной связью эта функция должна быть определена только вблизи рабочей точки установившегося режима. При небольших изменениях приращений переменных коэффициенты нормированной передаточной функции можно считать постоянными. Тогда квадратичная функция  $G$  будет представлять собой дифференциальное уравнение второго порядка с постоянными коэффициентами, подобное уравнению заряда конденсатора для линейной схемы. Переходный процесс в такой схеме при возмущении в виде единичной функции напряжения может быть аperiodическим или колебательным. Процесс, пограничный между двумя рассмотренными выше, называется аperiodическим критическим.

По аналогии с цепью  $C-L-R$  введем коэффициент затухания  $\zeta$  и угловую частоту незатухающих свободных колебаний  $\omega_c$ :

$$\zeta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{TF'(a)}{T_n}}, \quad (12.6)$$

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{T_n TF'(a)}}. \quad (12.7)$$

Используя эти соотношения, получим из (12.5) выражение для нормированной передаточной функции в виде

$$G = \frac{\omega_n^2}{p^2 + 2\zeta\omega_n p + \omega_n^2}, \quad (12.8)$$

где знаменатель, приравненный к нулю, является характеристическим уравнением. Выражение (12.8) можно переписать в форме

$$G = \frac{1}{(1 + pT_1)(1 + pT_2)}, \quad (12.9)$$

где

$$T_{1,2} = \frac{T_n}{\zeta \mp \sqrt{\zeta^2 - 1}} \quad (12.10)$$

и

$$T_n = \frac{1}{\omega_n}. \quad (12.11)$$

## § 2. Аперидический режим ( $\zeta > 1$ )

При  $\zeta > 1$  постоянные времени  $T_{1,2}$  (12.10) действительны и различны. Нормированная передаточная функция  $G(j\omega)$  легко может быть вычерчена в амплитудно-фазовой плоскости [12.3]. Обе постоянные времени  $T_1$  и  $T_2$  отличны от  $TF'(a)$  и  $T_n$ , и их значения лежат между  $TF'(a)$  и  $T_n$ .

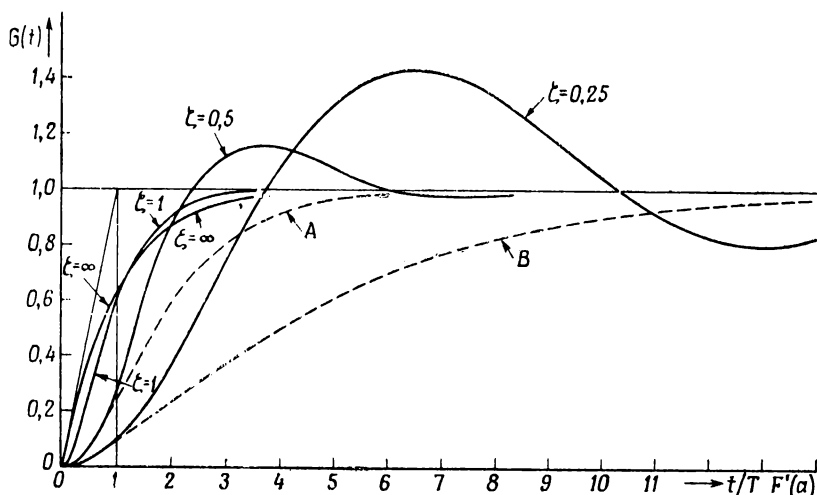
По операторной форме уравнения (12.9) может быть найдена переходная функция времени [12.5]

$$G(t) = \frac{T_1}{T_1 - T_2} (1 - e^{-t/T_1}) - \frac{T_2}{T_1 - T_2} (1 - e^{-t/T_2}). \quad (12.12)$$

Очевидно, переходная функция времени ДН при скачкообразном изменении управляющего напряжения получается в виде разности двух экспонент.

При индуктивности нагрузки, равной нулю, получается пограничный случай:  $T_n = L_n/R_{\text{вых.}} = 0$ ,  $\zeta = \infty$ . Из выражения (12.10)  $T_1 = TF'(a)$  и  $T_2 = 0$ . Переходная функция представляется единственной экспонентой, которая показана на фиг. 106 кривой, соответствующей  $\zeta = \infty$ .

При увеличении индуктивности нагрузки  $L_n$  коэффициент затухания уменьшается. При  $T_n = (1/4)T_y F'(a)$  коэффициент затухания достигает другого пограничного значения, а именно  $\zeta = 1$  (см. § 3). Переходная функция в этом случае представлена кривой, соответствующей  $\zeta = 1$ . Кривые при любых промежуточных значениях коэффициента затухания лежат между двумя упоминавшимися кривыми. Из сравнения этих



Фиг. 106. Кривые изменения во времени тока нагрузки при различных значениях коэффициента демпфирования.

кривых видно, что в начале переходного процесса ток при индуктивной нагрузке меньше, чем ток при активной нагрузке. Затем оба тока становятся равными и, наконец, значение тока при индуктивной нагрузке превышает значение тока при активной нагрузке. Последнее хотя и кажется парадоксом, но говорит о том, что ток в случае индуктивной нагрузки нарастает быстрее, чем в случае чисто активной нагрузки; это заметно еще при  $\zeta = 1$ .

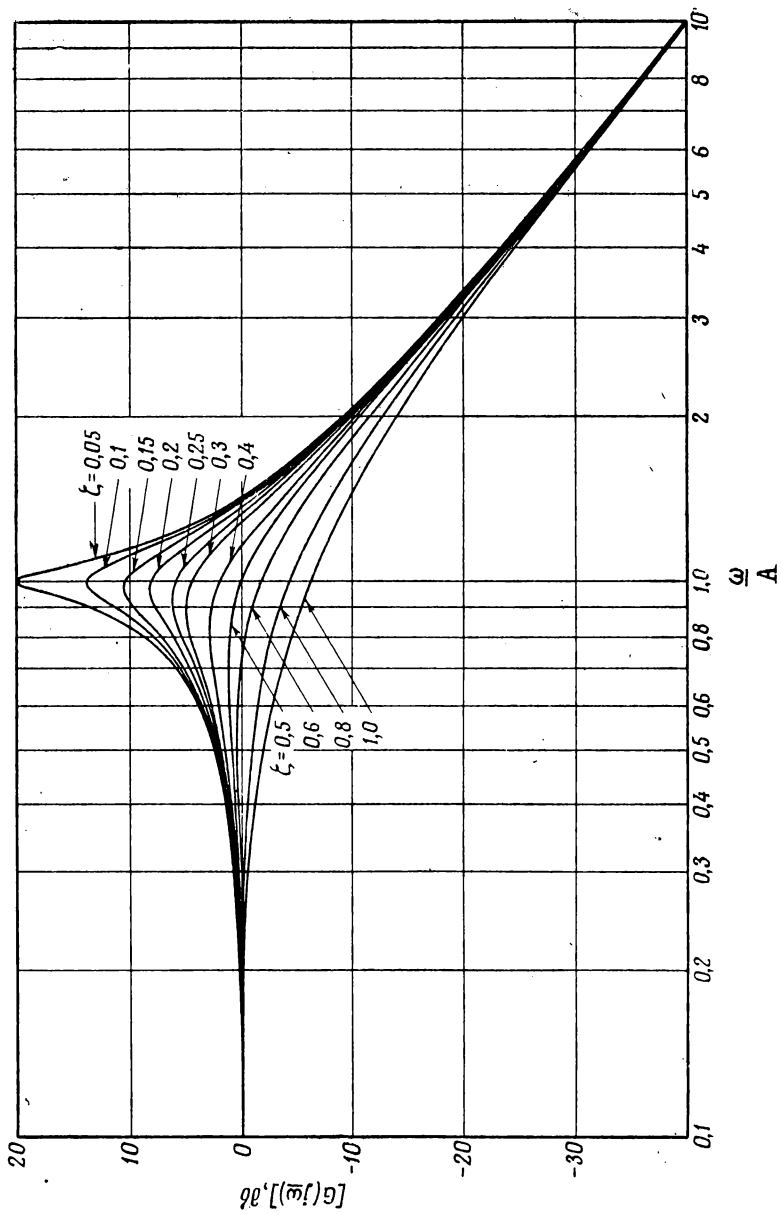
### § 3. Критический аperiодический режим ( $\zeta = 1$ )

Увеличение индуктивности нагрузки  $L_n$  до значения, при котором  $T_n = (1/4)TF'(a)$ , уменьшает коэффициент затухания до единицы. При этом получаются равные значения обеих постоянных времени (12.10). Нормированная передаточная функция  $G(p)$  вырождается в

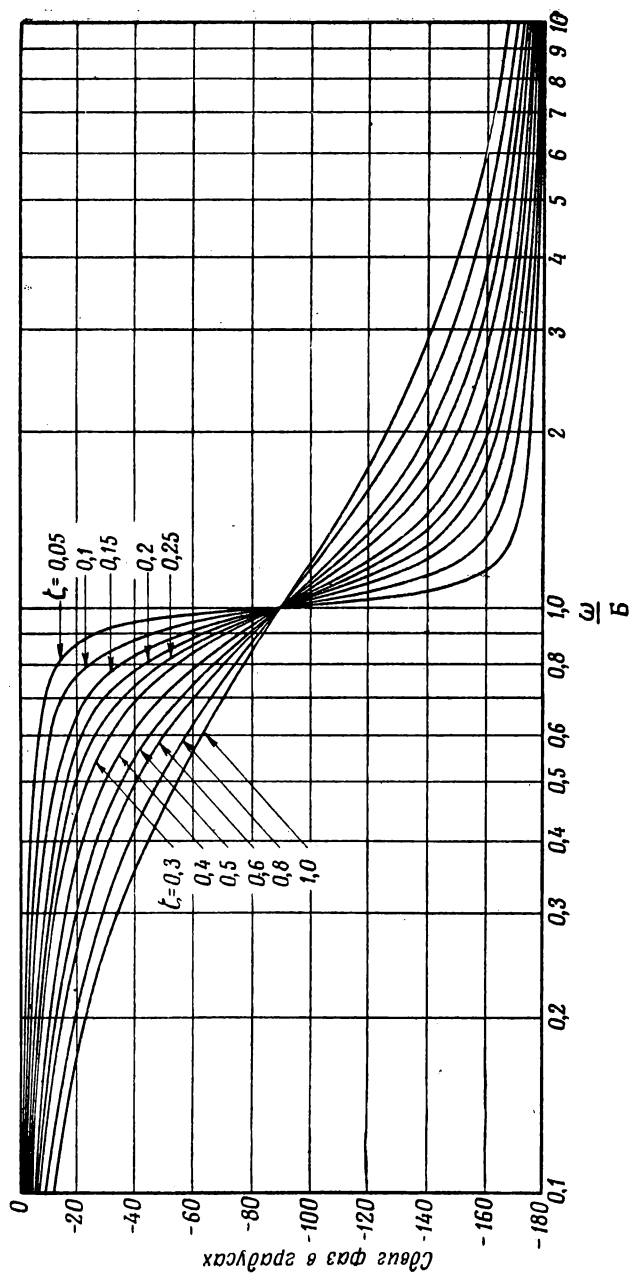
$$G = \frac{1}{(1 + pT_n)^2}. \quad (12.13)$$

Переходная функция [12.5], соответствующая равенству (12.13),

$$G(t) = 1 - e^{-t/T_n} \left(1 + \frac{t}{T_n}\right). \quad (12.14)$$







Ф и г. 107. А — амплитудно-частотные характеристики; Б — фазо-частотные характеристики.

Эта функция изображена на фиг. 106. Случай критического затухания характеризуется тем, что ток нагрузки очень быстро достигает окрестностей своей асимптоты  $G(t) = 1$ , не превышая ее.

#### § 4. Колебательный переходный режим ( $\zeta < 1$ )

Если индуктивность нагрузки  $L_n$  увеличивается так, что  $T_n > (1/4) TF'(a)$ , то  $\zeta < 1$ . Постоянные времени (12.10) выражаются сопряженными комплексными числами и при этом теряют свой первоначальный смысл. Заменяя  $p$  на  $j\omega$  в равенстве (12.8) и подставляя

$$\underline{\omega} = \frac{\omega}{\omega_n}, \quad (12.15)$$

получим

$$G(j\omega) = \frac{1}{-\omega^2 + 2\zeta j\omega + 1}. \quad (12.16)$$

Это уравнение часто встречается в теории регулирования систем с обратной связью [12.4]. На фиг. 107 показаны кривые решений этого уравнения при различных коэффициентах затухания.

Переходя от амплитудно-фазовой передаточной функции к переходной функции [12.5], получим

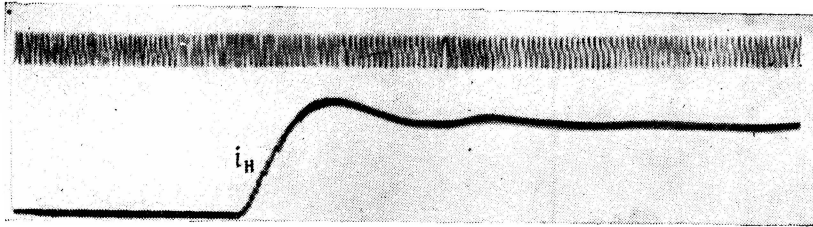
$$G(t) = 1 - \frac{e^{-\zeta\omega_n t}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin(\omega_n \sqrt{1-\zeta^2} t + \varphi), \quad (12.17)$$

$$\varphi = \arctg \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta}. \quad (12.18)$$

Анализ уравнения (12.17) показывает, что ток нагрузки совершает затухающие колебания. Можно было бы ожидать колебания в цепи, состоящей из индуктивности и емкости, но колебания в цепи, состоящей из двух индуктивностей — явление неожиданное [12.6]. Например, при  $T_n = TF'(a)$  коэффициент затухания  $\zeta = 0,5$ , и изменение тока в индуктивной нагрузке при приложении единичной функции напряжения характеризуется кривой, соответствующей  $\zeta = 0,5$  (фиг. 106). При большем значении  $T_n$ , а именно при  $T_n = 4TF'(a)$ , изменение тока нагрузки характеризуется кривой, соответствующей  $\zeta = 0,25$ . Кривая тока нагрузки неоднократно пересекает асимптоту  $G(t) = 1$  и постепенно достигает ее, совершая затухающие колебания.

Не только колебательный характер изменения тока нагрузки, но и скорость нарастания этого тока являются совершенно неожиданными явлениями. Допустим, что поле возбуждения генератора питается от возбудителя и каждое из этих устройств имеет передаточную функцию в виде  $1/(1 + pT)$ . Переходный процесс нарастания тока в обмотке возбуждения выходного генератора при приложении

единичного напряжения к возбудителю описывается уравнением (12.12), где  $T_1$  — постоянная времени возбудителя, а  $T_2$  — постоянная времени обмотки возбуждения выходного генератора. При  $T_2 = T_1$  изменение тока возбуждения будет происходить по пунктирной кривой А (фиг. 106), если считать, что по оси абсцисс отложено  $t/T_1$ . Если ту же обмотку возбуждения питать от ДН, у которого  $TF'(\underline{a}) = T_1$ , то переходный процесс, согласно предыдущим выводам, будет



Фиг. 108. Ток в индуктивной нагрузке  $i_n$  при колебательном характере переходного процесса в результате скачкообразного увеличения управляющего напряжения.

описываться кривой, соответствующей  $\zeta = 0,5$ . При  $T_2 = 4T_1$  ток возбуждения выходного генератора будет изменяться по кривой В, если его питать опять от упомянутого выше возбудителя. Если же его питать от прежнего ДН, то изменение тока будет происходить по кривой, соответствующей  $\zeta = 0,25$ . Таким образом, при равных постоянных времени ДН и возбудителя питание обмотки возбуждения генератора от ДН приводит к более быстрому нарастанию тока возбуждения генератора и, следовательно, напряжения якоря [12.6].

На фиг. 108 показана осциллограмма тока в индуктивной нагрузке ДН при скачкообразном увеличении управляющего напряжения  $U_y$  (фиг. 105). Верхняя кривая представляет собой синусоидальное напряжение питания частотой 60 гц.

## Глава 13

### ДРОССЕЛИ НАСЫЩЕНИЯ С ВВЕДЕННОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

#### § 1. Введение

Обратная связь представляет собой усиление или ослабление входной величины выходной. Типичным примером устройства с обратной связью является генератор постоянного тока со смешанным возбуждением. Входной величиной является ток в шунтовой обмотке, выходной величиной — ток якоря, а устройством обратной связи — серийная обмотка. В зависимости от полярности включения шунтовой и серийной обмоток ампервитки серийной обмотки либо добавляются к ампервиткам шунтовой обмотки, либо вычитаются из их числа. Если обратная связь действует согласно со входным сигналом, ее называют положительной; если же она действует в противоположном входному сигналу направлении, то налицо отрицательная обратная связь.

Как было показано в гл. 5, § 8, рабочий ток трансформируется в обмотку управления и тем самым создает отрицательную обратную связь. Следует отметить, что отрицательная обратная связь осуществляется без введения специального устройства вроде серийной обмотки в упоминавшемся генераторе. Подобную обратную связь будем называть собственной обратной связью. Другим примером устройства с собственной обратной связью является генератор Розенберга с поперечным полем возбуждения [13.1].

Если для целей обратной связи используются средства, не приходящие основному усилительному устройству, то такая обратная связь называется введенной. Серийная обмотка генератора постоянного тока является типичным примером введенной обратной связи.

Благодаря наличию собственной отрицательной обратной связи для ДН требуется относительно большая управляющая мощность. Часто бывает желательно или даже необходимо снизить величину требующейся управляющей мощности. Этого можно добиться уменьшением или даже сведением на нет собственной отрицательной обратной связи за счет введенной положительной обратной связи [13.2], [13.3].

Последнее осуществимо в том случае, если ток нагрузки будет питать обмотку, которая включена подобно обмотке управления. Обратная связь такого рода называется магнитной обратной связью. Примером устройства с магнитной обратной связью является метадин — генератор с поперечным полем возбуждения, снабженный серийной обмоткой для положительной обратной связи [13.4], [13.5].

Если введенная положительная обратная связь возрастает настолько, что собственная отрицательная обратная связь сводится на нет, то такие схемы ДН называют амплистатами [13.6], [13.7]. Точно таким же образом, если число ампервитков серийной обмотки генератора с поперечным полем увеличить до уничтожения собственной обратной связи, то получим амплидин [13.8], [13.9].

Положительная магнитная обратная связь повышает коэффициент усиления по ампервиткам  $K_{AU}^*$  и, следовательно, увеличивает динамический коэффициент усиления по мощности  $D_P$  (10.79). Повышение динамического коэффициента усиления является одной из важнейших причин, объясняющих применение магнитной положительной обратной связи. Попутно следует отметить, что применение магнитной обратной связи не сопровождается изменением входного сопротивления цепи управления.

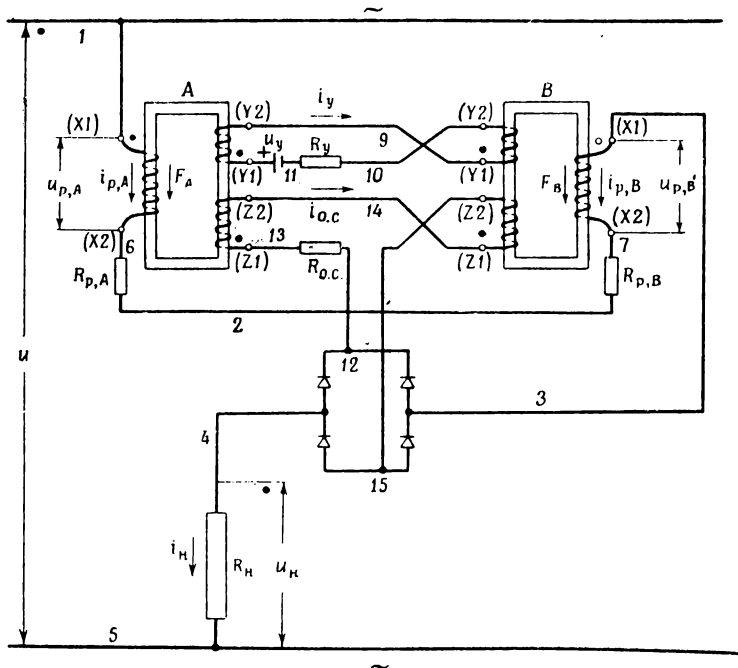
С введенной обратной связью мы встречаемся и в том случае, если ток нагрузки создает непосредственно падение напряжения в цепи управления. Обратная связь такого рода называется электрической или гальванической [13.10]. Подобная обратная связь не влияет на динамический коэффициент усиления усилителя, но изменяет входное сопротивление цепи управления. Положительная электрическая обратная связь уменьшает, а отрицательная увеличивает входное сопротивление цепи управления.

## § 2. Магнитная обратная связь

Схема ДН с введенной магнитной обратной связью получается из основной схемы ДН с последовательно или параллельно соединенными рабочими обмотками (фиг. 34, 35) путем подключения третьей обмотки к каждому из двух ДН. Эти новые обмотки с концами  $Z1$  и  $Z2$  присоединены через выпрямители в цепь нагрузки (фиг. 109 и 110). Протекая через эти обмотки, называемые обмотками обратной связи, ток нагрузки увеличивает или уменьшает м. д. с., создаваемую обмоткой управления. В схемах, изображенных на фиг. 109 и 110, м. д. с., создаваемая обмотками обратной связи, совпадает с направлением м. д. с., создаваемой положительным током управления, поэтому здесь имеет место положительная обратная связь. Обмотки обратной связи могут быть соединены последовательно или

параллельно, но если вид соединения не указывается, то будем считать, что обмотки соединены последовательно.

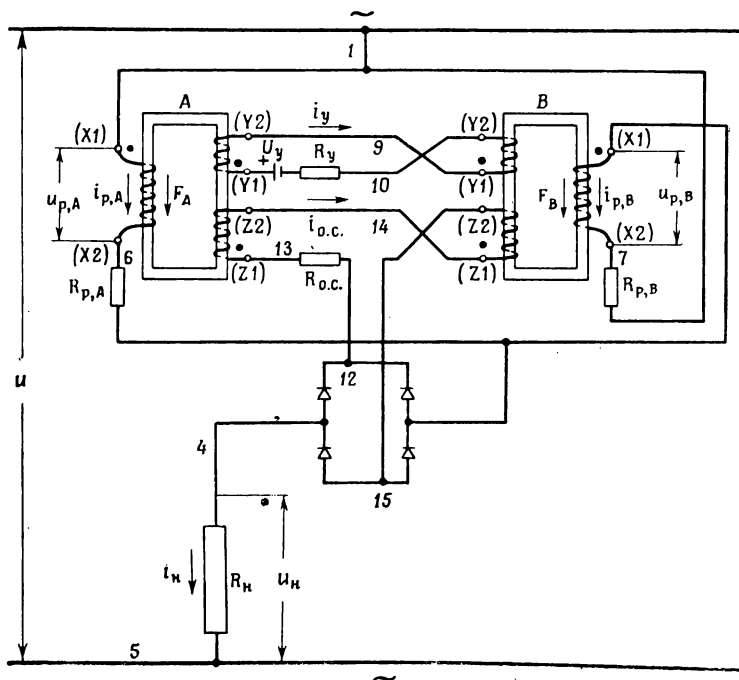
При активной нагрузке зависимость между относительным значением тока нагрузки  $i_n$  и относительными значениями ампервитков  $a$  (7.1), (7.2) и (7.3) выражается приблизительно прямой линией, наклоненной к оси абсцисс под углом  $45^\circ$  (фиг. 46). Эта зависимость



Фиг. 109. Дроссель насыщения с последовательно соединенными рабочими обмотками и обмоткой обратной связи (магнитная обратная связь).

является результатом трансформаторных соотношений между ампервитками рабочей обмотки и обмотки управления ненасыщенного сердечника в течение интервала насыщения. В случае идеальной прямоугольной кривой намагничивания  $B-H$  (фиг. 21) рабочие ампервитки равны ампервиткам управления (11.2). Если характеристики сердечников отличаются от идеальных, равенство ампервитков нарушается как в любом обычном трансформаторе. Экспериментально полученная характеристика показана на фиг. 46 маленькими кружками. Несмотря на то, что упомянутые выше отклонения характеристики от линии, наклонной к оси абсцисс под углом в  $45^\circ$ , для обычного ДН очень невелики, введение положительной обратной

связи усиливает эти отклонения. Действительно, когда введенная положительная обратная связь становится настолько высокой, что



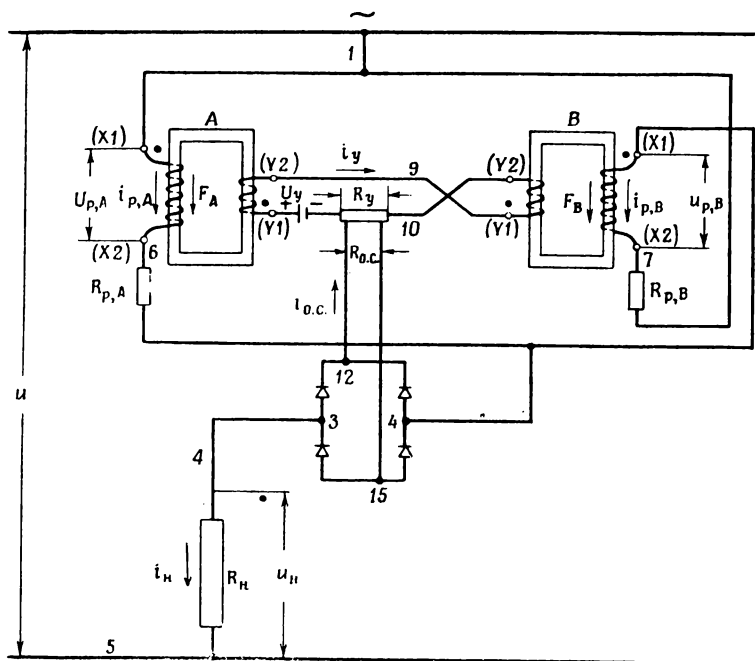
Фиг. 110. Дроссель насыщения с параллельно соединенными рабочими обмотками и последовательно включенными обмотками обратной связи (магнитная обратная связь).

уничтожает собственную отрицательную обратную связь, как это имеет место в амплистате, отклонения характеристики от идеальной определяют работу ДН.

### § 3. Электрическая обратная связь

Схема усилителя с электрической обратной связью показана на фиг. 111. Ток обратной связи  $i_{o.c.}$  используется не для создания м. д. с., а для создания падения напряжения на сопротивлении обратной связи  $R_{o.c.}$ , которое влияет на напряжение, подводимое к обмотке управления. В рассматриваемом случае ток обратной связи  $i_{o.c.}$  увеличивает управляющее напряжение, поэтому эта обратная связь является положительной. Очевидно, электрическая обратная связь

не влияет на коэффициент усиления по ампервиткам  $K_{AW}^*$ . Продолжение анализа электрической обратной связи изложено в гл. 13, § 12.



Фиг. 111. Дроссель насыщения с электрической обратной связью.

#### § 4. Графический метод определения обобщенной характеристики управления с введенной магнитной обратной связью

Обобщенная характеристика управления обычного ДН показана на фиг. 112, А. В основном это такая же кривая, как и кривая, показанная на фиг. 46 маленькими кружками, но ее отклонения от теоретической линии с наклоном в  $45^\circ$  на фиг. 112, А преувеличены для того, чтобы подчеркнуть следствия этих отклонений.

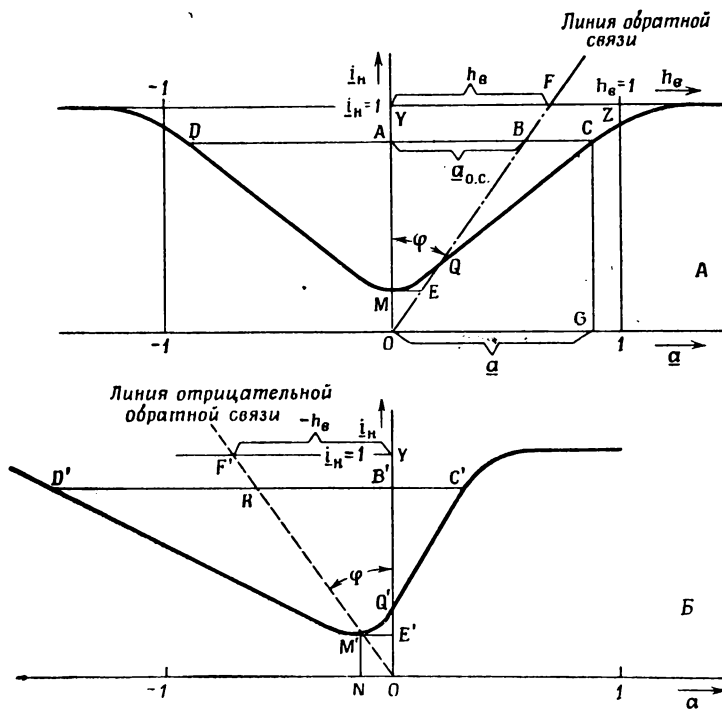
Положим, что имеет место место магнитная связь (фиг. 109, 110), а выпрямители не имеют обратного тока ( $I_{o.c.} = I_H$ ). Относительное значение ампервитков обратной связи

$$\underline{a_{o.c.}} = \frac{I_{o.c.} \omega_{o.c.}}{I_H m \omega_p^*} = i_H \frac{\omega_{o.c.}}{\omega_p^*}. \quad (13.1)$$

Для получения относительного значения тока нагрузки, равного СГ (фиг. 112, А), в случае отсутствия обратной связи требуется величина относительных ампервитков управления АС. При наличии обратной



связи ее обмотка создает  $a_0$  с. относительных ампервитков обратной связи, которые равны величине  $AB$  относительных ампервитков управления. Следовательно, обмотка управления должна создавать только разность ампервитков  $AC - AB = BC$ . На фиг. 112, *Б* показана обобщенная характеристика управления при наличии обратной



Фиг. 112. *А* — характеристика управления дросселя насыщения без введенной обратной связи; *Б* — характеристика управления дросселя насыщения с введенной магнитной обратной связью.

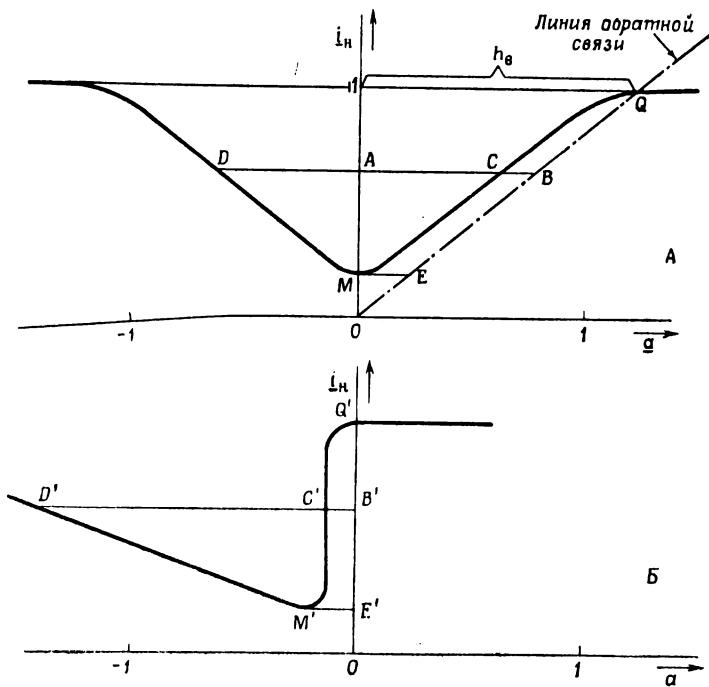
связи. При  $OA = OB'$  и  $BC = B'C'$  точка  $C'$  является одной из точек новой характеристики управления.

Опишем способ быстрого построения характеристики ДН при наличии обратной связи.

Проведем прямую линию через точку  $B$  (фиг. 112, *А*) и начало координат  $O$  и назовем эту линию линией обратной связи. Из сделанного выше построения точки  $C'$  видно, что обобщенная характеристика ДН с обратной связью (фиг. 112, *Б*) может быть получена, если рассматривать линию обратной связи как новую ось ординат, так что новые абсциссы равны расстоянию между линией обратной связи и обобщенной характеристикой управления усилителя без

обратной связи, а ординаты остались прежними. Такое построение проведено для всех точек характеристики управления. Полученная характеристика [13.11], [13.12] показана на фиг. 112, Б.

Линия обратной связи может быть построена на основании следующего: при  $i_n = 1$  отрезок  $YF = \omega_{0.с.}/\omega_p^*$  (13.1). Таким образом, получим верхнюю точку  $F$  линии обратной связи. Соединяя эту точку с точкой  $O$ , построим линию обратной связи.



Фиг. 113. А — характеристика управления дросселя насыщения без введенной обратной связи; Б — характеристика управления дросселя насыщения с введенной магнитной обратной связью и коэффициентом усиления, равным бесконечности.

Представляет интерес точка  $Q$  (фиг. 112, А), в которой происходит пересечение линии обратной связи с обобщенной характеристикой управления  $DMC$ . В этой точке значение тока нагрузки соответствует среднему значению тока управления, равному нулю. В терминологии электроники эта точка называется точкой покоя. Соответствующая ей точка на характеристике ДН с обратной связью обозначена буквой  $Q'$  (фиг. 112, Б).

Применяя тот же способ построения к нижнему колену характеристики (точка  $M$ , фиг. 112, А), получим другое колено (точка  $M'$ ,

фиг. 112, Б), сдвинутое влево по отношению к первому на величину  $M'E'$ .

Следует отметить, что положительная ветвь  $M'C'$  (фиг. 112, Б) симметрична отрицательной ветви  $M'D'$  ( $D'R = C'R$ ), если за ось симметрии принять линию отрицательной обратной связи  $OF'$  ( $YF' = YF$ ).

### § 5. Бесконечный коэффициент усиления

Назовем коэффициентом введенной обратной связи  $h_n = YF$  (фиг. 112, А). Тогда из равенства (13.1)

$$h_n = \frac{w_{o.c.}}{w_p}. \quad (13.2)$$

Если увеличить коэффициент введенной обратной связи до такой величины, при которой тангенс угла наклона линии обратной связи станет равным тангенсу угла наклона обобщенной характеристики (фиг. 113, А), то, применяя способ построения характеристики, приведенный в предыдущем параграфе, получим характеристику управления ДН с обратной связью в виде вертикальной прямой (фиг. 113, Б), что указывает на то, что коэффициент усиления равен бесконечности [13.13].

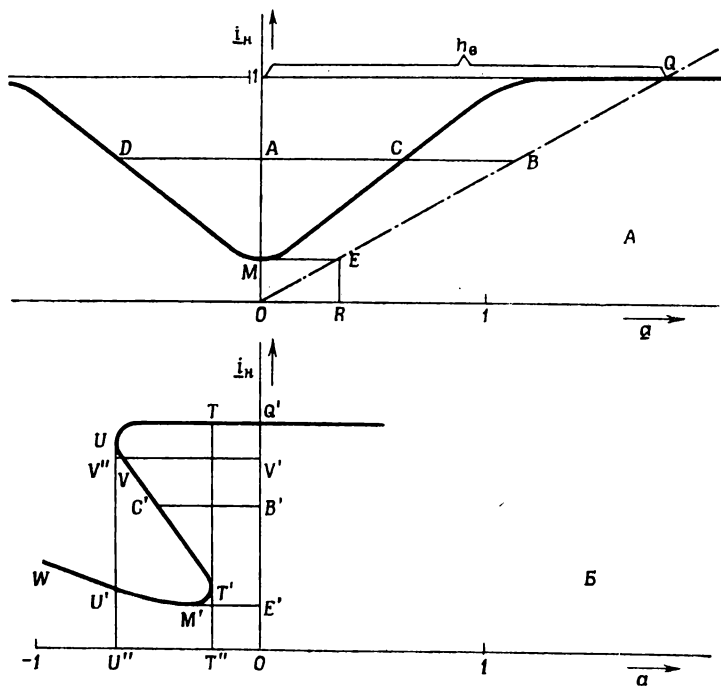
Несмотря на то, что увеличение коэффициента усиления до бесконечности во многих случаях весьма желательно, нестабильность обратного тока выпрямителей, вызывающая дрейф характеристики, налагает ограничения на практическую величину коэффициента введенной обратной связи.

### § 6. Релейное действие при активной нагрузке

При дальнейшем увеличении коэффициента введенной обратной связи  $h_n$  наклон  $QO$  (фиг. 114) становится меньше, чем наклон характеристики управления ДН без обратной связи, в результате чего получается характеристика, показанная на фиг. 114, Б.

Если, например, рабочей точкой ДН на характеристике управления является точка покоя  $Q'$ , а затем прикладывается некоторое отрицательное управляющее напряжение, то рабочая точка сдвигается по характеристике к точке  $T$ . Когда ампервитки управления увеличатся до величины, равной  $U''O$ , рабочая точка достигнет точки  $U$  на характеристике управления. Если после этого управляющее напряжение увеличить в отрицательную сторону даже на очень небольшую величину, потоки в сердечнике немного уменьшатся и соответственно уменьшится ток нагрузки. При детальном рассмотрении этого явления видно, что ток нагрузки может измениться от значения, соответствующего точке  $U$ , к значению в точке  $V$ . Однако в точке  $V$  необходимые ампервитки управления меньше, чем приложенные ампервитки управления  $U''O$  на величину  $VV''$ . Излишек

управляющего напряжения, соответствующий величине  $VV''$ , не создает падения напряжения на сопротивлении  $R_y$  цепи управления, а полностью ложится на индуктивность  $L_y$  этой цепи. Так как это напряжение отрицательно, оно вызывает дальнейшее уменьшение потоков в сердечниках с соответствующим уменьшением тока нагрузки, согласно характеристике управления ДН, от точки  $C'$  к  $T'$ , затем к точке  $M'$  и, наконец, к точке  $U'$ . Увеличение управляющего



Фиг. 114. А — характеристика управления дросселя насыщения без введенной обратной связи; Б — характеристика управления дросселя насыщения с введенной магнитной обратной связью; релейный режим.

напряжения на бесконечно малую отрицательную величину приводит к тому, что рабочая точка перемещается по характеристике от  $U$  к  $U'$  с соответствующим изменением тока нагрузки. При дальнейшем увеличении отрицательного управляющего напряжения рабочая точка ДН перемещается к точке  $W$ .

Наоборот, если управляющее напряжение увеличивать в положительном направлении, рабочая точка ДН будет перемещаться по характеристике от точки  $W$  к точкам  $U'$ ,  $M'$  и  $T'$ . Если в точке  $T'$  управляющее напряжение увеличить на бесконечно малую величину,

рабочая точка ДН пробежит по характеристике через точки  $C'$ ,  $V$ ,  $U$  и достигнет точки  $T$ .

Значительное изменение тока нагрузки при бесконечно малом изменении управляющего напряжения называется релейным эффектом. Релейное действие необходимо, когда ДН применяется в качестве реле, но там, где нужно плавное управление, релейное действие оказывается вредным.

Следует подчеркнуть, что требуется некоторое время для того, чтобы ток нагрузки изменился скачком, например от точки  $T'$  к точке  $T$  или от точки  $U$  к точке  $U'$ . Время, в течение которого происходят эти изменения, может быть малым, но имеет конечную величину. Это доказывают осциллограммы, снятые в процессе релейного действия. Эти же осциллограммы показывают, что изменение тока нагрузки и тока управления происходят по S-образной кривой.

### § 7. Релейный режим работы при индуктивной нагрузке в цепи выпрямленного тока

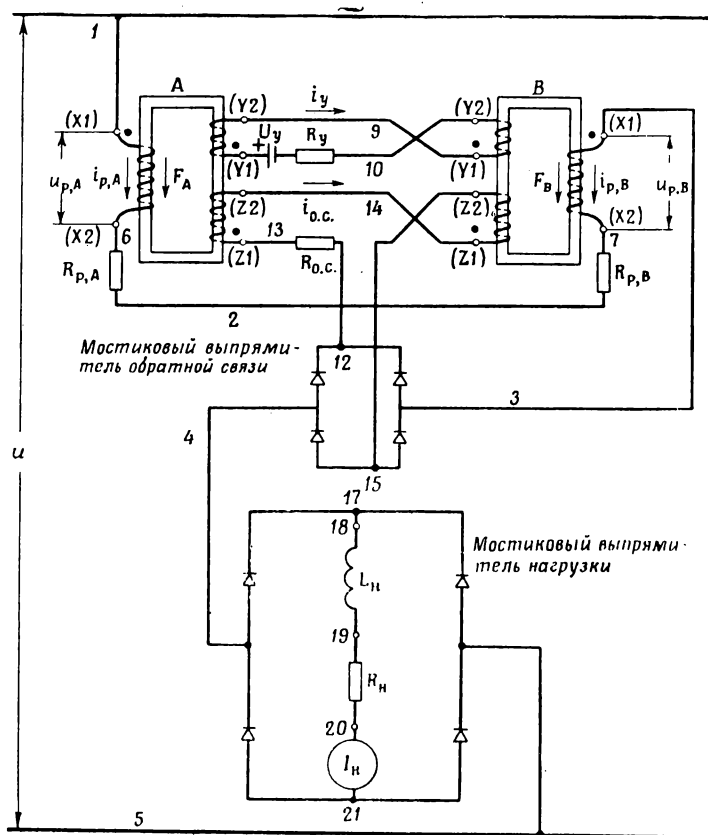
Рассмотрим две схемы магнитной обратной связи. В первой схеме рабочий ток выпрямляется отдельными выпрямителями, так называемыми выпрямителями обратной связи (фиг. 115), так как этот выпрямленный ток питает только обмотку обратной связи. Во второй схеме рабочий ток, протекающий через нагрузку, протекает и через обмотку обратной связи (фиг. 116). В первом случае обратную связь будем называть обратной связью по рабочему току, во втором случае — обратной связью по току нагрузки. Последующий анализ покажет, что обратная связь по рабочему току при индуктивной нагрузке, включенной на выпрямленном токе, очень близка к обратной связи при работе ДН с активной нагрузкой, в то время как обратная связь по току нагрузки при индуктивной нагрузке сильно отличается от обратной связи при активной нагрузке и легко приводит к релейному режиму.

*Обратная связь по рабочему току.* Схема, изображенная на фиг. 115, является комбинацией схем, показанных на фиг. 98 и 109. В связи с тем, что ток обратной связи является рабочим током, описанный выше метод построения характеристики усилителя с обратной связью может быть применен к рабочему току, а не к току нагрузки.

Кроме того, из-за сходства характеристики рабочего тока ДН с индуктивной нагрузкой в цепи выпрямленного тока с характеристикой тока нагрузки ДН с активной нагрузкой характеристики обратной связи ДН с индуктивной нагрузкой очень похожи на характеристики обратной связи ДН с активной нагрузкой (§§ 4, 5, 6). Обычно при коэффициенте обратной связи  $h_v \leq 1$  релейный режим работы не возникает. Недостатком схемы, изображенной на фиг. 115,

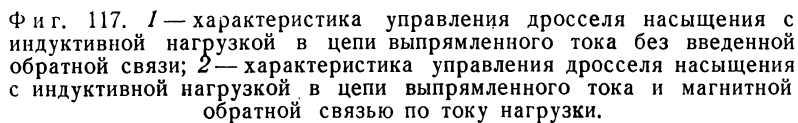
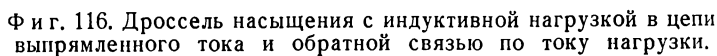
является наличие отдельных выпрямителей обратной связи. Ниже рассматривается схема без таких выпрямителей.

*Обратная связь по току нагрузки.* Соответствующая схема показана на фиг. 116. В связи с тем что ток обратной связи



Фиг. 115. Дроссель насыщения с индуктивной нагрузкой в цепи выпрямленного тока и обратной связью по рабочему току.

является ток нагрузки, вышеописанный способ построения характеристики ДН с обратной связью может быть применен к току нагрузки. Характеристика управления ДН с индуктивной нагрузкой без введенной обратной связи (фиг. 101) представлена на фиг. 117 кривой 1. Метод построения, изложенный в § 4, позволяет получить характеристику управления 2. Линия обратной связи проведена под таким углом, чтобы по крайней мере часть характеристики 2 стала вертикальной (в окрестности  $i_n = 0,2$ ), что соответствует коэффициенту



усиления, равному бесконечности. Коэффициент обратной связи  $h_b$ , полученный при таком эмпирическом построении линии обратной связи, равен 0,52. При  $h_b > 0,52$  имеет место релейный режим, аналогичный показанному на фиг. 114.

Повидимому, при индуктивной нагрузке на выпрямленном токе и обратной связи по току нагрузки релейный режим может возникать и при коэффициенте обратной связи, значительно меньшем единицы.

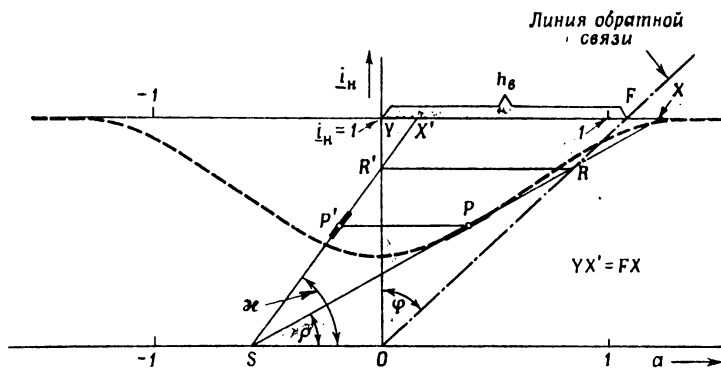
Продолжение анализа релейного режима работы изложено в гл. 20.

## § 8. Аналитическое определение коэффициента усиления при введенной магнитной обратной связи

Коэффициент усиления магнитного усилителя по ампервиткам  $K_{AW}^*$  равен тангенсу угла наклона обобщенной характеристики управления (7.2), (7.3), (7.48)

$$K_{AW}^* = \frac{di_n}{da}. \quad (13.3)$$

Характеристика управления обычного ДН ( $h_b = 0$ ) представлена на фиг. 118 пунктирной кривой. Для наглядности эта характеристика показана значительно отличающейся от идеальной. Если требуется



Фиг. 118. Геометрические соотношения между характеристикой управления без введенной магнитной обратной связи и характеристикой управления с введенной магнитной обратной связью.

определить, например, коэффициент усиления по ампервиткам в окрестности точки  $P$ , тогда нужно провести касательную к этой точке, пересекающую ось абсцисс в точке  $S$ . Для того чтобы получить тангенс угла наклона при наличии обратной связи, две любые точки касательной  $SP$  перестраиваются с помощью линии обратной связи так, как это делается с отдельными точками характеристики (см. § 4). Для этой цели пригодны любые две точки касательной  $SP$ . Однако



использование некоторых особых точек позволяет быстрее получать результат. Например, если использовать точку  $S$  касательной  $PS$ , то, очевидно, что через нее же проходит и касательная к характеристике с обратной связью. Другой удобной точкой является точка  $X$ , являющаяся точкой пересечения горизонтали, проведенной через точку  $Y$ , с продолжением касательной  $SP$ . Соответствующая ей точка  $X'$  (при обратной связи) получается на расстоянии  $YX' = FX$  от оси ординат. Прямая линия  $X'S$  и является искомой касательной к характеристике ДН с обратной связью. Точка  $P'$ , касательной к которой является прямая  $X'S$ , получается как проекция точки  $P$  на  $SX'$ .

На основании этих геометрических соотношений можно сделать следующие аналитические выводы:

$$K_{AW}^* = \operatorname{tg} \alpha = \frac{OR'}{OS}, \quad (13.4)$$

$$OR' = OR \cos \varphi, \quad (13.5)$$

$$\frac{OR}{OS} = \frac{\sin \rho}{\sin [(\pi/2) - (\rho + \varphi)]}, \quad (13.6)$$

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{1}{\operatorname{ctg} \rho - \operatorname{tg} \varphi}, \quad (13.7)$$

$$\operatorname{tg} \varphi = h_b. \quad (13.8)$$

Коэффициент усиления по ампервиткам

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{1}{\operatorname{ctg} \rho - h_b}. \quad (13.9)$$

Если обозначить через  $K_{AW, \text{ДН}}^*$  коэффициент усиления по ампервиткам ДН без обратной связи, то

$$K_{AW, \text{ДН}}^* = \operatorname{tg} \rho, \quad (13.10)$$

тогда коэффициент усиления по ампервиткам для ДН с обратной связью

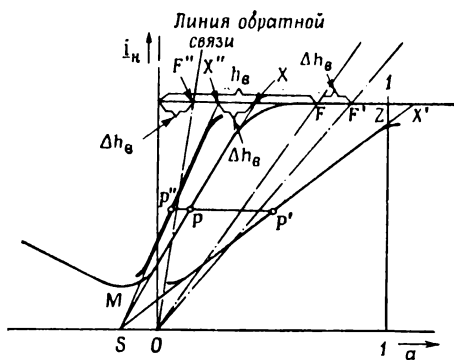
$$K_{AW}^* = \frac{K_{AW, \text{ДН}}^*}{1 - h_b K_{AW, \text{ДН}}^*}. \quad (13.11)$$

## § 9. Общее правило перехода от одного коэффициента обратной связи к другому

Экспериментальная характеристика управления магнитного усилителя представлена на фиг. 119 кривой  $MPZ$ : Положим, что величина коэффициента введенной обратной связи не известна. Коэффициент усиления по ампервиткам на линейной положительной части характеристики определяется тангенсом угла наклона характеристики управления в окрестности точки  $P$ . Определим число дополнительных

витков обратной связи  $\Delta\omega_{o.c.}$ , необходимых для того, чтобы увеличить наклон характеристики до положения, указанного точкой  $P''$ .

Обозначим через  $h_b$  неизвестный коэффициент обратной связи усилителя, который должен быть изменен. Применяя правило построения, использованное в § 4 (только в обратном порядке), определим прежде всего линию обратной связи  $OF$ , а затем найдем угол наклона прямой  $SX'$  ДН без обратной связи, считая  $XX' = h_b$ . Для того чтобы характеристика сместилась до положения прямой  $SX''$ , в ДН должна быть



Фиг. 119. Геометрические соотношения между характеристикой управления с обратной связью ( $MPZ$ ) и характеристикой управления с коэффициентом обратной связи, увеличенным на  $\Delta h_b$ .

введена обратная связь величиной  $XX' + XX''$ . Если  $XX''$  обозначить через  $\Delta h_b$ , то  $XX' + XX'' = h_b + \Delta h_b$  и новой линией обратной связи будет прямая  $OF'$ . Магнитный усилитель, характеристика которого представлена прямой  $SX$ , имеет обратную связь с коэффициентом  $h_b$ . Тангенс угла наклона прямой  $SX''$  больше, чем тангенс угла наклона линии  $SX$ , благодаря увеличению коэффициента обратной связи по сравнению с первоначальным (неизвестным) коэффициентом обратной связи  $h_b$  на  $\Delta h_b$ .

Коэффициент дополнительной обратной связи  $\Delta h_b$  создается дополнительными витками обратной связи  $\Delta\omega_{o.c.}$ :

$$\Delta h_b = \frac{\Delta\omega_{o.c.}}{\omega_p^*}. \quad (13.12)$$

Зная этот коэффициент, можно построить линию обратной связи  $OF''$  и использовать ее опять как ось ординат, считая абсциссы новой характеристики управления усилителя с дополнительной обратной связью  $\Delta h_b$  равными расстоянию по горизонтальной между линией обратной связи  $OF''$  и заданной характеристикой управления  $MPZ$  усилителя без дополнительной обратной связи с теми же ординатами. Подобное построение исключает необходимость определения коэффициента первоначальной обратной связи  $h_b$ .

Возвращаясь к поставленной задаче определения коэффициента дополнительной обратной связи, заметим, что при проведении наклонных через точки  $P$  и  $P''$  получается отрезок  $XX'' = \Delta h_b$ . Необходимые дополнительные витки обратной связи  $\Delta\omega_{o.c.} = \Delta h_b \omega_p^*$  (13.12).

Коэффициент дополнительной обратной связи  $\Delta h_b$  можно получить и аналитическим путем. Если обозначить через  $K_{AW,1}^*$  коэффициент усиления по ампервиткам усилителя без дополнительной обратной связи, а через  $K_{AW,2}^*$  — с дополнительной обратной связью, то из равенства (13.11) получим

$$\Delta h_b = \frac{1}{K_{AW,1}^*} - \frac{1}{K_{AW,2}^*}. \quad (13.13)$$

Если  $\Delta h_b$  отрицателен, то дополнительные витки обратной связи  $\Delta \omega_{o.o.}$  должны быть включены с такой полярностью, чтобы создавать отрицательную обратную связь. Из равенства (13.13)

$$K_{AW,2}^* = \frac{K_{AW,1}^*}{1 - \Delta h_b K_{AW,1}^*}. \quad (13.14)$$

*Пример.* Постоянную времени  $T_{y,1}$  магнитного усилителя, равную 10 периодам, требуется уменьшить без повышения мощности управления до  $T_{y,2} = 1$  периоду.

Дано:  $\omega_{y,1} = 200$ ;  $R_y = 20 \text{ ом}$ ;  $\omega_p^* = 300$ ;  $R_n = 20 \text{ ом}$ ;  $R_{вых.} = 30 \text{ ом}$ .

На линейной части характеристики изменение тока нагрузки  $\bar{I}_n$  на 200 *ма* получается при изменении тока управления  $\bar{I}_y$  на 10 *ма*,  $U_y$  на 0,2 *в*. Поскольку управляющую мощность требуется сохранить без изменения, коэффициент усиления по мощности  $K_P$  должен остаться постоянным. Из выражения (10.78) получим, что динамический коэффициент усиления  $D_{P,2} = (T_{y,1}/T_{y,2}) D_{P,1}$ , где  $D_{P,1}$  — первоначальный динамический коэффициент усиления. Из (10.79) новый коэффициент усиления

$$K_{AW,2}^* = (D_{P,2}/D_{P,1}) K_{AW,1}^* = (T_{y,1}/T_{y,2}) K_{AW,1}^*.$$

Первоначальный коэффициент усиления по ампервиткам

$$K_{AW,1}^* = \frac{200 \text{ ма} \cdot 300 \text{ витков}}{10 \text{ ма} \cdot 200 \text{ витков}} = 30, \text{ а } T_{y,1}/T_{y,2} = 10;$$

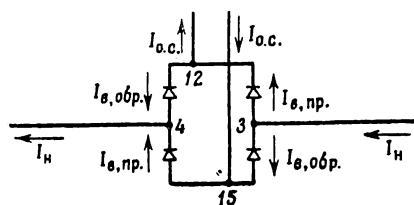
следовательно,  $K_{AW,2}^* = 30 \cdot 10 = 300$ . Коэффициент дополнительной обратной связи получим из (13.13):  $\Delta h_b = (1/30) - (1/300) = 0,03$ . Из (13.12) вытекает, что число необходимых дополнительных витков обратной связи  $\Delta \omega_{o.o.} = 0,03 \cdot 300 = 9$  виткам. Для определения тока нагрузки пользуются соотношением  $\bar{I}_{y,2} \omega_{y,2} / \bar{I}_{y,1} \omega_{y,1} = K_{AW,1}^* / K_{AW,2}^*$ . Если ток управления сохраняется неизменным, то  $\bar{I}_{y,2} = \bar{I}_{y,1}$ , и тогда  $\omega_{y,2} = \omega_{y,1} K_{AW,1}^* / K_{AW,2}^* = \omega_{y,1} (T_{y,2}/T_{y,1}) = 200 (1/10) = 20$  виткам.

Чтобы осуществить незначительное уменьшение числа витков, от прежней обмотки управления отпаивается или сматывается 180 витков ( $200 - 20 = 180$ ). Незменность мощности управления при том же самом токе управления достигается тем, что сопротивление цепи управления выражается равным 20 *ом*. Следовательно, в эту цепь требуется включить последовательно с новой обмоткой управления внешнее сопротивление. Нетрудно подсчитать, что новая постоянная времени  $T_{y,2}$  в этом случае равна, как и требовалось, 1 периоду.

### § 10. Обратный ток выпрямителя

До сих пор предполагалось, что обратный ток выпрямителя равен нулю. Рассмотрим влияние этого тока на работу ДН.

Выпрямитель обратной связи и присоединяющие его концы, изображенные на фиг. 109, 110, показаны отдельно на фиг. 120. Стрелки указывают направления мгновенных значений токов. Ток нагрузки  $I_H$  в точке 3 делится



Фиг. 120. Токи в цепи и выпрямителях обратной связи при наличии обратного тока выпрямителя.

на прямую составляющую тока выпрямителя  $I_{a, пр.}$  и обратную составляющую  $I_{a, обр.}$ . В точке 12 прямой ток  $I_{a, пр.}$  делится на ток  $I_{o.c.}$  и ток  $I_{a, обр.}$ , который течет к точке 4. Аналогичное явление имеет место в точке 15. В точке 4 токи  $I_{a, обр.}$  и  $I_{a, пр.}$  складываются, образуя выходной ток нагрузки  $I_H$ . Тогда

$$I_H = I_{a, пр.} + I_{a, обр.}, \quad (13.15)$$

$$I_{o.c.} = I_{a, пр.} - I_{a, обр.}. \quad (13.16)$$

Назовем относительным значением обратного тока выпрямителя  $\underline{i}_{a, обр.}$  удвоенное отношение полного обратного тока к прямому току

$$\underline{i}_{a, обр.} = \frac{2I_{a, обр.}}{I_{a, пр.}}, \quad (13.17)$$

тогда

$$\frac{I_{o.c.}}{I_H} = \frac{1 - \frac{1}{2} \underline{i}_{a, обр.}}{1 + \frac{1}{2} \underline{i}_{a, обр.}} = 1 - \underline{i}_{a, обр.}. \quad (13.18)$$

Как и следовало ожидать, ток обратной связи  $I_{o.c.}$  меньше, чем ток нагрузки  $I_H$ . Значения обратного тока выпрямителя приведены в гл. 22.

Рассмотрим влияние обратного тока на коэффициент усиления магнитных усилителей. На основании выражения (13.1) относительное значение ампервитков обратной связи может быть выражено следующим образом:

$$\underline{a}_{o.c.} = \underline{i}_H \frac{I_{o.c.}}{I_H} \frac{\omega_{o.c.}}{\omega_p^*}. \quad (13.19)$$

Согласно выражению (13.2), коэффициент обратной связи  $h_v$  равен  $\underline{a}_{o.c.}$  при  $\underline{i}_H = 1$ . Учитывая равенство (13.18), получим

$$h_v = \frac{\omega_{o.c.}}{\omega_p^*} - \underline{i}_{a, обр.} \frac{\omega_{o.c.}}{\omega_p^*}. \quad (13.20)$$

Отношение  $\omega_{o.c.}/\omega_p^*$  является коэффициентом обратной связи в отсутствие обратного тока выпрямителя (13.2), а величину

$\underline{l}_{\sigma, \text{обр.}} \omega_{\text{о. с.}} / \omega_p^*$  можно рассматривать как коэффициент дополнительной обратной связи, т. е.

$$\Delta h_b = - \underline{l}_{\sigma, \text{обр.}} \frac{\omega_{\text{о. с.}}}{\omega_p^*}. \quad (13.21)$$

Таким образом, обратный ток выпрямителя создает отрицательную обратную связь и, следовательно, уменьшает коэффициент усиления. В связи с тем что обратный ток полупроводникового выпрямителя приблизительно пропорционален поперечному сечению запирающего слоя (все остальные параметры те же), использование выпрямителя с большим отношением токов, чем это необходимо, ведет к уменьшению усиления. Влияние обратного тока выпрямителя можно исследовать, применяя общее правило перехода от одного коэффициента обратной связи к другому (с изменением на  $\Delta h_b$  (13.21)). Очевидно, обратный ток выпрямителя сдвигает характеристику управления вправо.

Укажем также, что при частоте 400 гц и выше становится заметной емкостная проводимость полупроводниковых выпрямителей, в результате чего обратный емкостной ток выпрямителя также вызывает уменьшение коэффициента усиления.

Выражение для коэффициента усиления  $K_{AW, 2}^*$  при наличии обратного тока, полученное из равенств (13.14) и (13.21), имеет следующий вид:

$$K_{AW, 2}^* = \frac{K_{AW, 1}^*}{1 + (\omega_{\text{о. с.}} / \omega_p^*) \underline{l}_{\sigma, \text{обр.}} K_{AW, 1}^*}. \quad (13.22)$$

### § 11. Факторы, влияющие на коэффициент усиления магнитных усилителей при $h_b = 1$

Усилители с коэффициентом введенной обратной связи  $h_b = 1$  (амплистаты) имеют очень широкое применение (см. гл. 15). Из равенства (13.11) при  $h_b = 1$

$$K_{AW}^* = \frac{K_{AW, \text{ДН}}^*}{1 - K_{AW, \text{ДН}}^*}. \quad (13.23)$$

Обозначив через  $\delta$  угол отклонения характеристики управления обычного ДН от идеальной характеристики, наклоненной к оси абсцисс под углом  $45^\circ$ , получим

$$\delta = 1 - K_{AW, \text{ДН}}^*, \quad (13.24)$$

тогда при  $h_b = 1$

$$K_{AW}^* = \frac{1 - \delta}{\delta}. \quad (13.25)$$

При наличии обратного тока и при  $\omega_{o.c.} = \omega_p^*$  из выражений (13.14), (13.21) и (13.25) коэффициент усиления по ампервиткам

$$K_{AW}^* = \frac{1}{\delta/(1-\delta) + \underline{i}_{\theta, \text{обр.}}} \simeq \frac{1}{\delta + \underline{i}_{\theta, \text{обр.}}} \quad (13.26)$$

В случае идеальной прямоугольной кривой намагничивания  $B-H$  (фиг. 21) характеристика управления обычного ДН с активной нагрузкой является хорошо знакомой нам линией с наклоном в  $45^\circ$ . Можно доказать, что отклонение экспериментальной характеристики управления от идеальной с наклоном в  $45^\circ$  обусловлено отклонением действительной кривой намагничивания  $B-H$  от идеальной прямоугольной. Выражение (13.26) показывает, что коэффициент усиления по ампервиткам  $K_{AW}^*$  при  $\omega_{o.c.} = \omega_p^*$  является функцией отклонений кривой намагничивания  $B-H$  материала сердечника от идеальной прямоугольной кривой и, кроме того, является функцией отклонений реальных характеристик выпрямителей от их идеальных характеристик. Короче говоря, характеристика усилителя при  $\omega_{o.c.} = \omega_p^*$  (амплитата) отличается от идеальной характеристики благодаря отличию материала сердечников и выпрямителей от идеальных.

Другим важным следствием, вытекающим из равенства (13.26), является то обстоятельство, что и характеристики сердечников и выпрямителей в равной степени влияют на коэффициент усиления. Коэффициент усиления по ампервиткам не может быть больше любого из обратных значений величин  $\delta$  или  $\underline{i}_{\theta, \text{обр.}}$ . С этой точки зрения важно отметить, что очень мало пользы принесет использование высококачественных сердечников (малое  $\delta$ ) совместно с низкокачественными выпрямителями (большое  $\underline{i}_{\theta, \text{обр.}}$ ). Если даже  $\delta = 0$  (случай идеальной прямоугольной кривой намагничивания), коэффициент усиления по ампервиткам не превысит величины  $1/\underline{i}_{\theta, \text{обр.}}$ . Для того чтобы реализовать преимущества, создаваемые за счет высокого качества материала сердечников, эти сердечники необходимо использовать совместно с высококачественными выпрямителями обратной связи, имеющими малый обратный ток.

Уменьшение коэффициента усиления благодаря тому, что  $\delta$  и  $\underline{i}_{\theta, \text{обр.}}$ , отличны от нуля, может быть скомпенсировано увеличением коэффициента обратной связи  $\omega_{o.c.}/\omega_p^*$  до величины, превышающей единицу. Можно показать, что увеличение величины  $\omega_{o.c.}/\omega_p^*$  на  $\delta/(1-\delta)$  исключает влияние  $\delta$  в уравнении (13.26). По тем же причинам дополнительное увеличение отношения  $\omega_{o.c.}/\omega_p^*$  на  $\underline{i}_{\theta, \text{обр.}}$  исключает влияние обратного тока, в результате чего получится коэффициент усиления, равный бесконечности. Теоретически очень просто получить бесконечный коэффициент усиления.

Однако практически изменение свойств сердечников и особенно изменение величины обратного тока выпрямителей вызывают дрейф.

Для изменения обратного тока выпрямителей имеется много причин, но главная из них — изменение температуры выпрямителей. Предположим, что обратный ток выпрямителя

$$\underline{i}_{\theta, \text{обр.}} = \underline{i}_{\theta, \text{обр.}, 0} (1 \pm q). \quad (13.27)$$

С помощью соотношений (13.2), (13.14), (13.26) и (13.27) выражение (13.26) при малых значениях величины  $(\omega_{\text{o.с.}}/\omega_p^*) - 1$  может быть приближенно выражено следующим образом:

$$K_{AW}^* = \frac{1}{[\delta + \underline{i}_{\theta, \text{обр.}, 0} - (\omega_{\text{o.с.}}/\omega_p^*) + 1] \pm q \underline{i}_{\theta, \text{обр.}, 0}}. \quad (13.28)$$

Следует отметить, что влияние изменений обратного тока выпрямителя становится особенно резко выраженным, когда член, заключенный в скобки, стремится к нулю, т. е. при увеличении коэффициента усиления. Рассмотрим следующие четыре примера при  $\delta = 0,01$ ;  $\underline{i}_{\theta, \text{обр.}, 0} = 0,01$ ;  $q = \pm 0,3$ .

- а)  $(\omega_{\text{o.с.}}/\omega_p^*) - 1 = 0$   $43,5 < K_{AW}^* < 59$
- б)  $(\omega_{\text{o.с.}}/\omega_p^*) - 1 = 0,01$   $77 < K_{AW}^* < 143$
- в)  $(\omega_{\text{o.с.}}/\omega_p^*) - 1 = 0,017$   $167 < K_{AW}^* < \infty$
- г)  $(\omega_{\text{o.с.}}/\omega_p^*) - 1 > 0,017$  Возможен релейный режим

Нетрудно заметить, что с увеличением отношения  $\omega_{\text{o.с.}}/\omega_p^*$  увеличивается изменение коэффициента усиления. Это изменение (дрейф) коэффициента усиления становится так велико, что дальнейшее увеличение  $\omega_{\text{o.с.}}/\omega_p^*$  оказывается вредным. Даже при  $\omega_{\text{o.с.}}/\omega_p^* = 1$  дрейф может стать слишком высоким, так что приходится уменьшать отношение  $\omega_{\text{o.с.}}/\omega_p^*$  до величины, меньшей единицы.

Другим путем уменьшения дрейфа является шунтирование выпрямителя обратной связи постоянным сопротивлением, которое присоединяется между точками 3 и 4 (фиг. 120). Это не влияет на абсолютную величину изменений члена  $\underline{i}_{\theta, \text{обр.}, 0} q$ , но увеличивает  $\underline{i}_{\theta, \text{обр.}, 0}$  в выражении (13.28) и, таким образом, уменьшает дрейф. При этом уменьшается и коэффициент усиления по ампервиткам: Для того чтобы возместить это уменьшение усиления, можно увеличить коэффициент введенной обратной связи  $\omega_{\text{o.с.}}/\omega_p^*$  на такую величину, на которую был увеличен  $\underline{i}_{\theta, \text{обр.}, 0}$  при шунтировании сопротивлением. В результате, однако, член, стоящий в скобках в выражении (13.28), примет опять свое первоначальное значение и, следовательно, дрейф увеличится до прежнего значения [13.14].

Таким образом, дрейф может быть снижен уменьшением коэффициента введенной обратной связи или шунтированием выпрямителей обратной связи сопротивлением. Отношение уменьшения

коэффициента усиления к уменьшению дрейфа является величиной постоянной.

Уменьшение дрейфа, обусловленного нестабильностью полупроводниковых выпрямителей без уменьшения усиления, можно достичь применением, например, вибраторов [13.15] вместо полупроводниковых выпрямителей.

Другое решение, совершенно отличное от этого, состоит в применении импульсного источника питания. В этом случае нет необходимости в каких-либо выпрямителях для магнитных усилителей [13.16]. Предварительные испытания показывают, что нулевой уровень дрейфа в этих усилителях меньше  $10^{-16}$  *вт* при изменениях температуры от  $-70$  до  $140^\circ\text{C}$ .

## § 12. Электрическая обратная связь

На фиг. 111 показана схема ДН с электрической обратной связью, но анализ не ограничивается схемами обычных ДН. В целях упрощения предположим, что присоединение цепи управления к цепи нагрузки не меняет ток нагрузки и что цепь нагрузки ничтожно мало шунтирует цепь управления.

Характеристика управления без электрической обратной связи представлена на фиг. 112, А кривой *DMC*. Абсцисса  $\underline{a}$  может быть выражена следующим образом:

$$\frac{U_y}{U} \frac{w_p^*}{w_y} \frac{R_{\text{вых.}}}{R_y'} = \underline{a}. \quad (13.29)$$

Умножим  $\underline{a}$  на  $(R_y'/R_{\text{вых.}})(w_y/w_p^*)$ , тогда фиг. 112, А будет также отражать соотношение между  $\underline{i}_n$  и относительным значением управляющего напряжения

$$\underline{u}_y = \frac{U_y}{U}. \quad (13.30)$$

При наличии электрической обратной связи ток обратной связи  $i_{o.c.}$  создает в цепи управления падение напряжения. Это падение напряжения действует на ток управления таким же образом, как если бы управляющее напряжение изменилось на величину

$$U_{o.c.} = I_n R_{o.c.} \quad (13.31)$$

Если обозначить через  $\underline{u}_{o.c.}$  относительное значение напряжения обратной связи, причем

$$\underline{u}_{o.c.} = \frac{I_{o.c.} R_{o.c.}}{I_n R_{\text{вых.}}} = \underline{i}_n \frac{I_{o.c.}}{I_n} \frac{R_{o.c.}}{R_{\text{вых.}}}, \quad (13.32)$$

то характеристика ДН с электрической обратной связью может быть получена из характеристики ДН без обратной связи таким же



образом, как характеристика ДН с магнитной обратной связью (§ 4,9):  $a$  заменяется на  $\underline{a}_y$ ,  $\underline{a}_{o.c.}$  на  $\underline{a}_{o.c.}$ , тогда из равенства (13.32) при  $\underline{t}_H = 1$  коэффициент обратной связи

$$h_B = \frac{R_{o.c.}}{R_{вых.}} \frac{I_{o.c.}}{I_H}. \quad (13.33)$$

При отсутствии обратного тока выпрямителя и активной нагрузке коэффициент обратной связи при  $I_H = I_{o.c.}$

$$h_B = \frac{R_{o.c.}}{R_{вых.}}. \quad (13.34)$$

Уже было отмечено, что включение электрической обратной связи с напряжением  $U_{o.c.}$  не влияет на коэффициент усиления по ампервиткам  $K_{AW}^*$ . Следовательно, динамический коэффициент усиления по мощности  $D_P$  (10.79) не зависит от электрической обратной связи.

Электрическая обратная связь изменяет эквивалентное сопротивление цепи управления относительно зажимов, к которым подключается управляющее напряжение  $U_y$ . Сопротивление цепи управления увеличивается на  $\Delta R_y$ , причем

$$\Delta R_y = - \frac{dI_H}{dI_y} R_{вых.}. \quad (13.35)$$

Положительная электрическая обратная связь уменьшает эквивалентное сопротивление цепи управления  $R_{y, экв.}$ , а отрицательная — увеличивает. Следует отметить, что могут быть получены и такие предельные значения, как  $R_{y, экв.} = 0$  и  $R_{y, экв.} = \infty$ .

При установившемся режиме работы и в отсутствии дрейфа изменение сопротивления цепи управления путем увеличения или уменьшения ее внешнего сопротивления действует так же, как введение электрической обратной связи, и наоборот. Однако, если коэффициент усиления подвержен дрейфу (§ 10, 11), увеличение внешнего сопротивления цепи управления не будет уменьшать дрейф, тогда как отрицательная электрическая обратная связь уменьшает его (см. гл. 14).

В связи с тем что отрицательная электрическая обратная связь уменьшает дрейф, а положительная магнитная обратная связь увеличивает динамический коэффициент усиления, на практике часто используется комбинация обеих обратных связей [13.10].

## ДРОССЕЛИ НАСЫЩЕНИЯ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

### ПЕРЕХОДНЫЙ РЕЖИМ РАБОТЫ

#### § 1. Обычный ДН с идеальной прямоугольной кривой намагничивания $B-H$

В основу настоящего анализа положена теория ДН с идеальной прямоугольной кривой намагничивания  $B-H$  (фиг. 21). Результаты этого анализа несколько изменяются при учете отклонений реальной характеристики управления обычного ДН от идеальной линии с наклоном в  $45^\circ$ . Структурная схема ДН с идеальной прямоугольной кривой намагничивания  $B-H$  представлена на фиг. 83, а соответствующая передаточная функция выражена равенством (10.53).

Можно сделать интересные выводы, если рассматривать ДН как усилитель ампервитков. Для этой цели умножим обе части равенства (10.53) на  $\omega_p^*/(\omega_y/R_y)$ . В результате получим новую передаточную функцию в виде

$$KG = \frac{\bar{I}_n \omega_p^*}{\bar{U}_y (\omega_y/R_y)} = \frac{1}{1 + pT}. \quad (14.1)$$

Это выражение можно также получить из равенств (14.2), (14.3) и (10.49), если считать, что прямая функция

$$K_U G_U = \frac{1}{pT}, \quad (14.2)$$

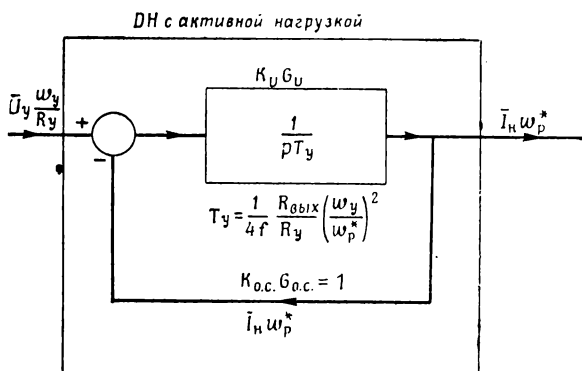
а функция обратной связи

$$K_{0.c.} G_{0.c.} = 1. \quad (14.3)$$

Следовательно, ДН с передаточной функцией  $KG$  может быть представлен в виде структурной схемы, изображенной на фиг. 121, где в целях упрощения полная постоянная времени  $T$  заменена постоянной времени цепи управления  $T_y$ .

Прямая функция  $K_U G_U$  является интегрирующей функцией. Выражение для постоянной времени цепи управления  $T_y$  получено из соотношений (10.77) и (7.49). В том случае когда имеются другие цепи, связанные с цепью управления, вместо постоянной времени цепи управления следует брать полную постоянную времени  $T$  (10.65). Коэффициент усиления при установившемся режиме для всей схемы

(замкнутой петли) можно получить, если подставить в выражение (14.1)  $p = 0$ . В результате номинальный коэффициент усиления по ампервиткам будет равен единице, как и раньше (7.49). В связи с тем что величина  $K_{o.c.}G_{o.c.}$  к суммирующей точке подводится с отрицательным знаком, обратная связь отрицательна; коэффициент обратной связи равен единице по абсолютной величине.



Фиг. 121. Структурная схема обычного тросселя насыщения с активной нагрузкой, рассматриваемого как усилитель ампервитков.

Таким образом, обычный ДН можно рассматривать как усилитель ампервитков с интегрирующей функцией в качестве прямой функции и с коэффициентом обратной связи, равным  $-1$ . Обратная связь является собственной (гл. 13, § 1), а ее величина выражается коэффициентом собственной обратной связи

$$h_o = -1. \quad (14.4)$$

Другие применения структурных схем изложены в работах [14.3], [14.4], [14.5].

## § 2. Обычный ДН с током возбуждения

В том случае когда кривая намагничивания  $B-H$  отличается от идеальной, ток нагрузки будет больше на величину тока возбуждения, который протекает в рабочих обмотках в течение интервала возбуждения. Полный ток нагрузки  $I_n$  теперь складывается из тока насыщения  $I_{n,s}$ , протекающего в течение интервала насыщения, и тока возбуждения  $I_{n,x}$ , протекающего в течение интервала возбуждения. Ток нагрузки

$$\bar{I}_n = \bar{I}_{n,s} + \bar{I}_{n,x}. \quad (14.5)$$

Если ветвь насыщения петли  $B-H$  достаточно горизонтальна, составляющая насыщения  $\bar{I}_{н,с}$  совпадает с током нагрузки  $\bar{I}_н$  (5.10), полученным в случае идеальной кривой намагничивания  $B-H$ , т. е.

$$\bar{I}_{н,с} = \frac{\bar{U}_{\text{вых.}}}{R_{\text{вых.}}} \quad (14.6)$$

При наличии тока возбуждения тангенс угла наклона характеристики управления равен  $(1-\delta)$  (13.24). Следовательно, полный ток нагрузки можно представить в виде

$$\bar{I}_н = \frac{\bar{U}_{\text{вых.}}}{R_{\text{вых.}}} (1-\delta). \quad (14.7)$$

Из выражений (14.5), (14.6), (14.7) составляющая возбуждения

$$\bar{I}_{н,в} = -\frac{\bar{U}_{\text{вых.}}}{R_{\text{вых.}}} \delta. \quad (14.8)$$

Основанием для введения функции обратной связи  $K_{о.с.}G_{о.с.}$  (10.48) является трансформация рабочего тока в цепь управления, которая имеет место в течение интервала насыщения. Однако когда оба сердечника ненасыщены, трансформации рабочего тока или тока нагрузки не может быть благодаря тому, что соответствующие э. д. с. в цепи управления уравнивают друг друга. Следовательно, входной величиной для обратной связи является составляющая насыщения  $\bar{I}_{н,с}$ , а не полный ток нагрузки  $\bar{I}_н = \bar{I}_{н,с} + \bar{I}_{н,в}$ , так как составляющая  $\bar{I}_{н,в}$  отлична от нуля только в течение интервала возбуждения, когда трансформация невозможна.

Однако очень удобно применять полный ток нагрузки к функции обратной связи  $K_{о.с.}G_{о.с.}$ , а затем излишек напряжения, созданный током возбуждения  $\bar{I}_{н,в}$ , вычесть посредством функции обратной связи  $K_{о.с.,1}G_{о.с.,1}$ , как показано на фиг. 122. Излишек напряжения, вносимый главной функцией обратной связи ( $K_{о.с.}G_{о.с.}$ ) в цепь управления, выражается величиной  $\bar{I}_{н,в}(\omega_p^*/\omega_y)R_y$ , следовательно, передаточная функция

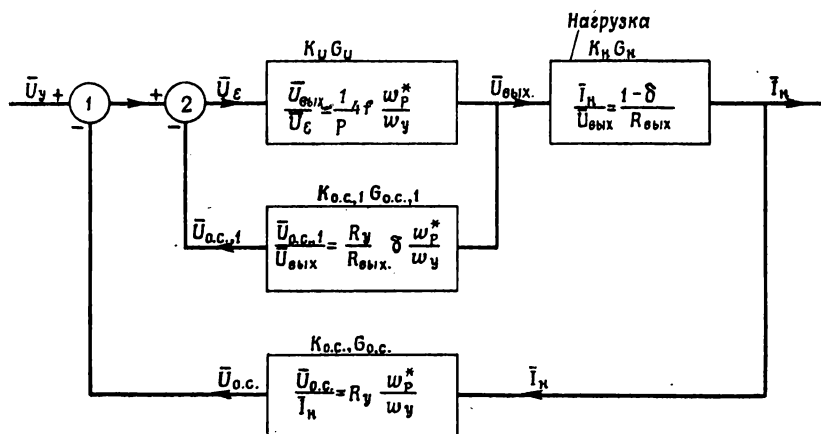
$$K_{о.с.,1}G_{о.с.,1} = \frac{\bar{U}_{о.с.,1}}{\bar{U}_{\text{вых.}}} = -\frac{\bar{I}_{н,в}(\omega_p^*/\omega_y)R_y}{\bar{U}_{\text{вых.}}} \quad (14.9)$$

Учитывая выражение (14.8), получим

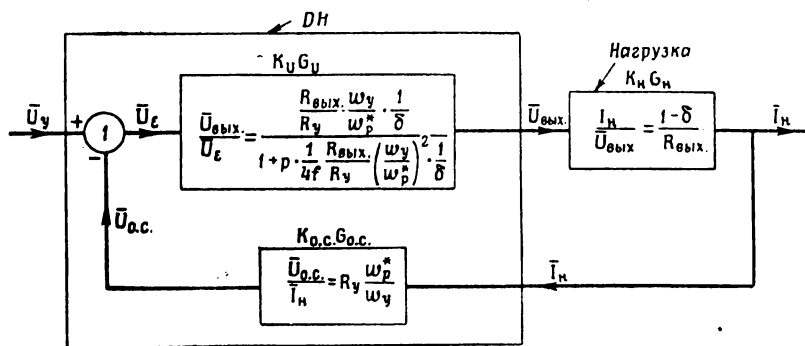
$$K_{о.с.,1}G_{о.с.,1} = \frac{R_y}{R_{\text{вых.}}} \frac{\omega_p^*}{\omega_y} \delta. \quad (14.10)$$

Если использовать это соотношение, то оба блока  $K_{\psi}G_{\psi}$  и  $K_{о.с.,1}G_{о.с.,1}$  можно заменить одним блоком (фиг. 123). Прямую функцию опять обозначим через  $K_{\psi}G_{\psi}$ .

Сравнивая эту структурную схему со схемой, изображенной на фиг. 83 для случая идеальной прямоугольной линии намагничивания,



Фиг. 122. Структурная схема дросселя насыщения с активной нагрузкой при учете тока возбуждения.



Фиг. 123. Объединенная структурная схема дросселя насыщения с активной нагрузкой при учете тока возбуждения.

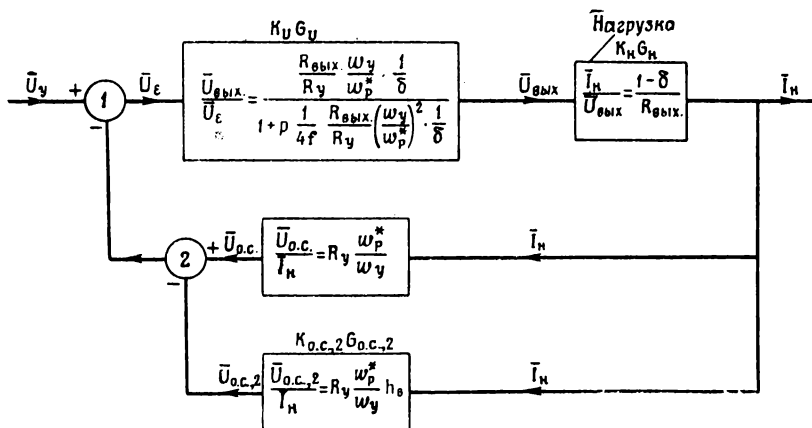
нетрудно заметить, что прямая передаточная функция уже не является чисто интегрирующей функцией, а становится экспоненциальной функцией. Величина  $(R_{вых.}/R_y)(w_y/w_p^*)$  является коэффициентом усиления по напряжению, а  $(1/4f)(R_{вых.}/R_y)(w_y/w_p^*)^2$  является постоянной времени обычного ДН с идеальной кривой намагничивания  $B-H$ .

### § 3. Прямая передаточная функция и функция обратной связи ДН с введенной обратной связью

Схемы ДН показаны на фиг. 109 и 110. Введение ампервитков обратной связи создает в обмотках управления индуцированные токи. Обмотки обратной связи можно рассматривать как первичные, а обмотки управления — как вторичные обмотки трансформатора тока. В отличие от трансформации между рабочими обмотками и обмотками управления трансформация между обмотками обратной связи и обмотками управления имеет место не только в течение интервала насыщения, но и в течение интервала возбуждения. При отсутствии обратного тока выпрямителя индуцированный ток

$$\Delta I_y = - \frac{\bar{I}_n w_{o.c.}}{w_y}, \quad (14.11)$$

где  $\bar{I}_n$  — полный ток нагрузки. Ток  $\Delta I_y$  создает падение напряжения  $\bar{U}_{o.c., 2}$  на сопротивлении цепи управления  $R_y$ . В случае положительной введенной обратной связи это напряжение имеет ту же



Фиг. 124. Структурная схема дросселя насыщения с введенной обратной связью, активной нагрузкой и учетом тока возбуждения, изображенная двумя передаточными функциями обратной связи.

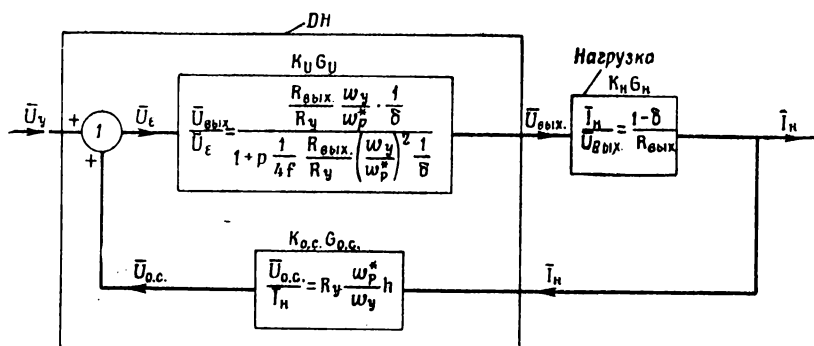
полярность, что и внешнее управляющее напряжение  $U_y$ . Из выражений (14.11) и (13.2)

$$\bar{U}_{o.c., 2} = - \Delta I_y R_y = \bar{I}_n R_y \frac{w_p^*}{w_y} h_v, \quad (14.12)$$

тогда передаточная функция  $K_{o.c., 2} G_{o.c., 2}$  может быть представлена в виде

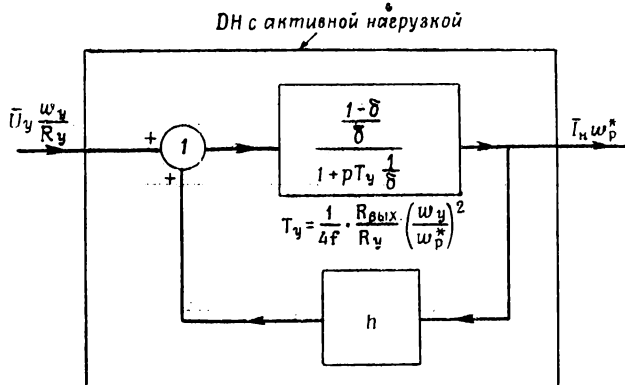
$$K_{o.c., 2} G_{o.c., 2} = \frac{\bar{U}_{o.c., 2}}{\bar{I}_n} = R_y \frac{w_p^*}{w_y} h_n. \quad (14.13)$$

В случае положительной введенной обратной связи напряжение  $\bar{U}_{o.o.,2}$  приложено навстречу  $\bar{U}_{o.o.}$ , поэтому в структурной схеме



Фиг. 125. Общая структурная схема дросселя насыщения с введенной обратной связью, активной нагрузкой и учетом тока возбуждения.

блок с передаточной функцией  $K_{o.o.,2} G_{o.o.,2}$  присоединяется к суммирующей точке 2 с отрицательной полярностью (фиг. 124). Оба



Фиг. 126. Дроссель насыщения как усилитель ампер-витков.

блока с передаточными функциями обратной связи могут быть заменены одним блоком с полной передаточной функцией обратной связи

$$K_{o.o.} G_{o.o.} = \frac{\bar{U}_{o.o.}}{\bar{I}_n} = R_y \frac{\omega_p^*}{\omega_y} (1 - h_b). \quad (14.14)$$

Назовем сумму коэффициентов введенной и собственной обратной связи полным коэффициентом обратной связи

$$h = h_b + h_c. \quad (14.15)$$

Учитывая выражение (14.4), получим

$$h = h_b - 1. \quad (14.16)$$

Окончательная структурная схема ДН изображена на фиг. 125. Как и на фиг. 121 ДН с введенной обратной связью можно рассматривать как усилитель ампервитков с коэффициентом обратной связи  $h$  (фиг. 126).

При увеличении коэффициента введенной положительной обратной связи величина полного коэффициента обратной связи  $h$  уменьшается и при  $h_b = 1$  (амплистат) становится равной нулю.

#### § 4. Полная передаточная функция ДН с введенной обратной связью [14.1]

Из структурной схемы, изображенной на фиг. 125, и выражения (10.49) можно получить полную передаточную функцию ДН с введенной обратной связью при активной нагрузке. Аналогично соотношению (10.53) эта передаточная функция имеет вид

$$\frac{\bar{I}_n}{U_y} = K \frac{1}{1 + pT}. \quad (14.17)$$

Используя выражение (14.16), получим

$$K = \frac{1}{R_y} \frac{w_y}{w_p^*} \frac{1}{(1 - h_b) + \delta/(1 - \delta)}, \quad (14.18)$$

$$T_y = \frac{1}{4f} \frac{R_{\text{вых.}}}{R_y} \left( \frac{w_y}{w_p^*} \right)^2 \frac{1}{(1 - h_b)(1 - \delta) + \delta}. \quad (14.19)$$

Коэффициент усиления по ампервиткам

$$K_{AW}^* = \frac{\bar{I}_n}{U_y} \frac{w_p^*}{w_y} R_y = \frac{1}{(1 - h_b) + \delta/(1 - \delta)}. \quad (14.20)$$

Коэффициент усиления по мощности  $K_P$  можно получить из выражений (14.20) и (10.74). Динамический коэффициент усиления

$$D_P = \frac{K_P}{T_y} = 4f K_{AW}^* \frac{R_n}{R_{\text{вых.}}} k_f^2 (1 - \delta). \quad (14.21)$$

Динамический коэффициент усиления называют также добротностью или чувствительностью [14.2].

Коэффициент усиления по напряжению  $K_U$  (10.30) и коэффициент усиления по ампервиткам  $K_{AW}^*$  связаны следующим соотношением:

$$\frac{K_U (w_y/w_p^*)}{K_{AW}^*} = \frac{R_{\text{вых.}}}{R_y} \left( \frac{w_y}{w_p^*} \right)^2 \frac{1}{1 - \delta}. \quad (14.22)$$



В том случае, когда коэффициент обратной связи имеет такую величину, что  $1 - h_b \gg \delta/(1 - \delta)$ , выражение (14.20) можно приближенно представить в виде

$$K_{AW} \simeq \frac{1}{1 - h_b}. \quad (14.23)$$

Из равенства (13.2) для положительной области характеристики

$$K_{AW} \simeq \frac{w_p^*}{w_p^* - w_{o.c.}}. \quad (14.24)$$

В отрицательной области характеристики  $h_b$  также отрицателен, поэтому для этой области

$$K_{AW} \simeq \frac{w_p^*}{w_p^* + w_{o.c.}}. \quad (14.25)$$

Заменяя приближенно  $1 - \delta$  на 1, получим [10.3], что постоянная времени (14.19)

$$T_y \simeq \frac{1}{4f} \frac{R_{\text{вых.}}}{R_y} \left( \frac{w_y}{w_p^*} \right)^2 \frac{w_p^*}{w_p^* \mp w_{o.c.}}. \quad (14.26)$$

Из выражений (10.74), (14.24) и (14.25) коэффициент усиления

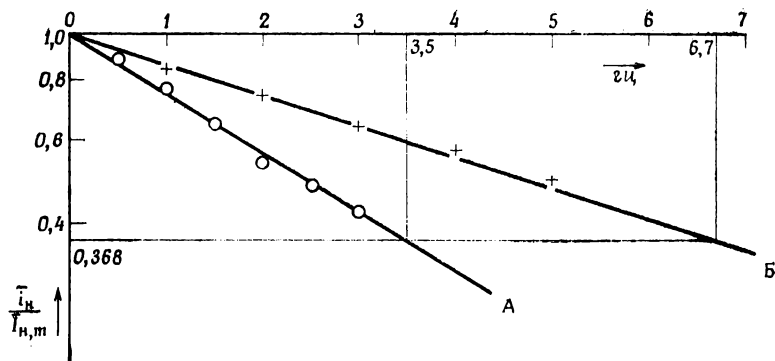
$$K_P \simeq \frac{R_{\pi}}{R_y} \left( \frac{w_y}{w_p^* \mp w_{o.c.}} \right) k_f^2, \quad (14.27)$$

а из (14.21), (14.24) и (14.25) динамический коэффициент усиления

$$D_P = \frac{K_P}{T_y} = 4f \frac{w_p^*}{w_p^* \mp w_{o.c.}} \frac{R_{\pi}}{R_{\text{вых.}}} k_f^2. \quad (14.28)$$

Постоянная времени  $T_y$  выражается равенствами (14.19), (14.26) и (14.28) только в том случае, если нет других цепей, связанных с цепью управления. При наличии цепей, связанных с обмоткой управления, таких, как цепи смещения и цепи обратной связи, или параллельно соединенные рабочие обмотки ДН, следует пользоваться полной постоянной времени или так называемой постоянной времени потока  $T$  (гл. 10, § 16). При наличии выпрямителей в цепи обратной связи от направления и величины управляющего напряжения  $\bar{U}_y$  зависит, будет ли обмотка обратной связи связана с обмоткой управления, вследствие чего возможны различные постоянные времени включения и выключения сигнала (фиг. 127). Не следует забывать, что выводы значений коэффициента усиления мощности и динамического коэффициента усиления основаны на предположении, что управляющее

напряжение  $U_y$  состоит только из постоянной составляющей тока; при управляющем напряжении, отличном от указанного, коэффициент



Фиг. 127. Кривые переходных процессов дросселя насыщения с введенной обратной связью: А — при включении сигнала, Б — при выключении.

усиления по мощности и динамический коэффициент усиления могут также отличаться от выведенных выше.

### § 5. Определение постоянной времени по статической характеристике

Постоянная времени  $T_y$ , полученная из выражений (14.21), (14.20), (10.74) или из (10.34) и (14.22), имеет вид

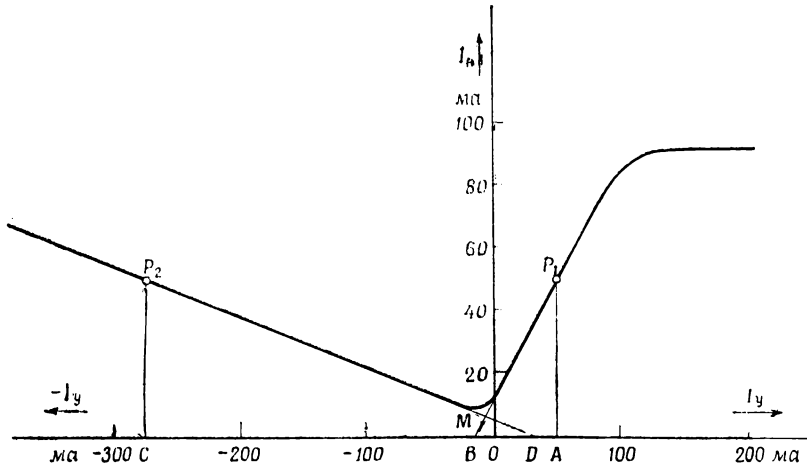
$$T_y = \frac{1}{4f} \frac{R_{\text{вых.}}}{R_y} \left( \frac{w_y}{w_p^*} \right)^2 K_A^* w \frac{1}{1-\delta}, \quad (14.29)$$

откуда следует, что коэффициент усиления по ампервиткам и постоянная времени пропорциональны. На линейной части характеристики управления член  $(1-\delta)$  обычно очень близок к единице и может не учитываться. Следовательно, постоянная времени  $T_y$  может быть определена тангенсом угла наклона обобщенной характеристики управления. Если характеристика управления представляет собой зависимость тока нагрузки  $I_n$  от тока управления  $I_y$ , более удобно использовать другой вариант выражения (14.29) [4.12]:

$$T_y = \frac{1}{4f} \frac{R_{\text{вых.}}}{R_y} \left( \frac{w_y}{w_p^*} \right) \frac{dI_n}{dI_y} \frac{1}{1-\delta}. \quad (14.30)$$

**Пример.** Рассмотрим схему, состоящую из ДН с последовательно соединенными рабочими обмотками и обмоткой введенной обратной связи, как показано на фиг. 109. Ее статическая характеристика изображена на фиг. 128. Требуется определить постоянную времени  $T_y$  вблизи точки  $P_1$ . Отношение  $\bar{I}_n / \bar{I}_y$  определяет тангенс угла наклона касательной в точке  $P_1$ .

Тангенс угла наклона можно определить как отношение  $P_1A/AB = 50 \text{ ма}/65 \text{ ма} = 0,77$ . Выходное сопротивление  $R_{\text{вых.}}$  состоит из сопротивления нагрузки  $R_{\text{н}} = 280 \text{ ом}$ , сопротивления рабочих обмоток  $R_{\text{р}} = 29,7 \text{ ом}$ ,



Фиг. 128. Экспериментальная характеристика управления дросселя насыщения с конечной величиной введенной обратной связи при активной нагрузке.

сопротивления обмоток обратной связи  $R_{\text{о.с.}} = 30,2 \text{ ом}$ , прямого сопротивления выпрямителей обратной связи, приблизительно равного  $11,1 \text{ ом}$ , следовательно,  $R_{\text{вых.}} = 350 \text{ ом}$ ,  $R_{\text{у}} = 6,1 \text{ ом}$ . При  $\omega_{\text{у}} = 200$ ,  $\omega_{\text{р}} = 592$ ,  $f = 60 \text{ гц}$  из (14.29) получим

$$T_{\text{у}} = \frac{1}{4,60} \frac{350}{6,1} 0,77 \frac{200}{592} = 0,0622 \text{ сек.} = 3,7 \text{ периода.}$$

Аналогично может быть определена постоянная времени отрицательной ветви вблизи точки  $P_2$ , если использовать отношение

$$\frac{P_2C}{CD} = \frac{50 \text{ ма}}{308 \text{ ма}} = 0,162.$$

Вышеописанный метод определения постоянной времени по статической характеристике нельзя рекомендовать для определения постоянной времени при токе, близком к минимальному, вследствие того, что на этом участке характеристики значительной становится величина  $\delta$ , и область пропорциональности характеристики переходит в область возбуждения. В связи с тем что переходный процесс в области возбуждения может меняться в очень широких пределах в зависимости от относительного возбуждения и величины управляющего напряжения (гл. 10, § 11), постоянная времени магнитного усилителя не может быть точно определена приведенным выше методом при приближении к области возбуждения или работе в этой области.

Выражение (14.29) справедливо для любой степени введенной обратной связи. С помощью соотношения (13.21) было показано, что действие обратного тока выпрямителя обратной связи эквивалентно изменению числа витков обратной связи. Поэтому выражение (14.29) применимо и при наличии обратного тока выпрямителя.

## § 6. Дрейф

При работе магнитных усилителей их различные параметры могут быть подвержены изменениям. Обычно имеют место флуктуации линейного напряжения питания. Из-за нагрева может измениться сопротивление нагрузки. Может меняться также частота питания, особенно при питании от маломощных генераторов. Характеристики сердечников могут изменяться в результате колебаний окружающей температуры, изменений напряжения и частоты питания. Коэффициент обратной связи изменяется благодаря изменениям обратного тока выпрямителей. Необходимо выяснить, каким образом изменения всех этих величин влияют на работу магнитного усилителя. Флуктуации выходной величины при неизменном токе управления или неизменном управляющем напряжении обычно называют дрейфом.

Рассмотрим сначала влияние изменений напряжения питания с помощью структурных схем, изображенных на фиг. 86 и 125, и равенства (10.49). Подставляя  $K_1 G_1 = K_n G_n$  и  $K_2 G_2 = K_o. c. G_o. c. K_u G_u$  для установившегося режима работы ( $p = 0$ ), получим

$$\frac{\bar{I}_n}{\bar{U}} = \frac{1}{R_{\text{вых.}}} \frac{1 - \delta}{1 - h [(1 - \delta)/\delta]}. \quad (14.31)$$

На линейной части характеристики управления можно считать  $\delta$  постоянной. Тогда для заданного изменения напряжения питания  $\bar{U}$  изменение тока нагрузки  $\bar{I}_n$  будет постоянной величиной (14.31). Следовательно, коэффициент усиления магнитного усилителя на линейной части характеристики не зависит от колебаний напряжения питания.

Рассмотрим изменение тока нагрузки. Например, при  $h = 0$   $\bar{I}_n = \bar{U}/R_{\text{вых.}}(1 - \delta)$ , т. е. ток нагрузки меняется пропорционально напряжению.

Для того чтобы уменьшить изменение тока нагрузки, нужно ввести отрицательную обратную связь (14.31). При изменении коэффициента обратной связи от  $h_1$  до  $h_2$  ток нагрузки меняется от  $\bar{I}_{n,1}$  до  $\bar{I}_{n,2}$ .

$$\frac{\bar{I}_{n,2}}{\bar{I}_{n,1}} = \frac{\delta - h_1(1 - \delta)}{\delta - h_2(1 - \delta)}. \quad (14.32)$$

Если при  $h_1 = 0$  изменение тока нагрузки равно  $\bar{I}_{н,1}$  и нужно его уменьшить до величины  $\bar{I}_{н,2}$ , то коэффициент полной обратной связи  $h$  из (14.32) будет

$$h = - \left( \frac{\bar{I}_{н,1}}{\bar{I}_{н,2}} - 1 \right) \frac{\delta}{1 - \delta}. \quad (14.33)$$

*Пример.* При  $h = 0$  изменение тока нагрузки  $\bar{I}_{н,1}$  составляет 0,3 а при изменении напряжения питания на 1 в. Это изменение должно быть уменьшено до  $\bar{I}_{н,2} = 0,1$  а;  $\delta = 0,01$ ;  $h = - [(0,3/0,1) - 1] (0,01/0,99) = - 0,02$ . Таким образом, сравнительно слабая отрицательная обратная связь создает достаточное уменьшение колебаний тока нагрузки.

Рассмотрим обычный ДН, у которого  $h_2 = h_c = -1$ ; для сравнения с рассмотренным выше случаем положим  $h_1 = 0$ , тогда на основании равенства (14.32) получим, что  $\bar{I}_{н,2}/\bar{I}_{н,1} = \delta$ . Таким образом, изменение тока в обычном ДН при изменении напряжения относительно мало, и он работает как устройство, стабилизирующее ток.

Следует отметить, что отношение  $\bar{I}_{н,2}/\bar{I}_{н,1}$  в выражении (14.32) равно отношению коэффициентов усиления по ампервиткам (14.20). Поэтому введение отрицательной обратной связи для уменьшения изменений тока при изменениях напряжения питания вызывает такое же уменьшение коэффициента усиления по ампервиткам, т. е. с помощью отрицательной обратной связи дрейф может быть уменьшен в той же степени, в какой будет уменьшен коэффициент усиления.

В гл. 13, § 12 было показано, что введение отрицательной электрической обратной связи во многих отношениях эквивалентно увеличению сопротивления цепи управления. Эта эквивалентность, однако, не исчерпывает всех причин применения отрицательной электрической обратной связи. При выборе между увеличением сопротивления цепи управления с помощью балластного сопротивления и применением отрицательной электрической обратной связи следует учитывать, что последняя одновременно уменьшает дрейф.

### § 7. Дроссель насыщения с введенной обратной связью и индуктивной нагрузкой в цепи выпрямленного тока

Структурная схема ДН с индуктивной нагрузкой, включенной на выпрямленном токе, и обратной связью по рабочему току может быть получена из структурной схемы ДН с чисто активной нагрузкой (фиг. 125). Передаточная функция нагрузки

$$K_n G_n = \frac{\bar{I}_n}{\bar{U}_{\text{вых.}}} = \frac{1}{R_{\text{вых.}}} \frac{1}{1 + p T_n}, \quad (12.1)$$

где  $T_n$  — постоянная времени нагрузки:

$$T_n = \frac{L_n}{R_{\text{вых.}}}. \quad (12.2)$$

Составляющая возбуждения рабочего тока обходит индуктивность нагрузки через мостиковый выпрямитель нагрузки, следовательно, она не входит в ток нагрузки.

Рабочий ток состоит из двух компонент. В течение интервала возбуждения протекает составляющая возбуждения  $I_{p, x}$ , которая ничем не отличается от составляющей возбуждения при чисто активной нагрузке (14.8), так как работа ДН в течение интервала возбуждения одинакова при чисто активной и индуктивной нагрузке на выпрямленном токе.

$$\bar{I}_{p, x} = - \frac{\bar{U}_{\text{вых.}}}{R_{\text{вых.}}} \delta. \quad (14.8)$$

В течение интервала насыщения рабочий ток  $I_p$  выражается тем соотношением, какое было получено в гл. II с помощью формул (11.11), (11.14), (11.20):

$$\bar{I}_p = \frac{\bar{I}_n}{F'(a)}. \quad (14.34)$$

Полный рабочий ток  $\bar{I}_p$  аналогично (14.5) равен

$$\bar{I}_p = \bar{I}_{p, s} + \bar{I}_{p, x}. \quad (14.35)$$

Входной величиной для обратной связи (фиг. 125) является полный рабочий ток. В связи с тем что при чисто активной нагрузке рабочий ток и ток нагрузки идентичны, символ  $I_n$  применяется для рабочего тока, чтобы устранить переход от тока нагрузки к рабочему току. При индуктивной нагрузке на выпрямленном токе рабочий ток и ток нагрузки не идентичны (14.34), и поэтому нельзя использовать символ  $\bar{I}_n$  вместо  $\bar{I}_p$ . Структурная схема представлена на фиг. 129.

Очевидно, при чисто активной нагрузке структурная схема, изображенная на фиг. 129, превращается в схему, представленную на фиг. 125.

Полную передаточную функцию запишем в общем виде

$$\frac{\bar{I}_n}{\bar{U}_y} = KG. \quad (14.36)$$

Учет передаточной функции  $\bar{I}_{p, x}/\bar{U}_{\text{вых.}}$  вносит осложнения, решение которых затруднительно и не так важно, поэтому положим, что эта функция равна нулю. Ошибка от этого упрощения уменьшается по мере уменьшения коэффициента полной обратной связи, и при  $h = 0$  (амплистат) она становится равной нулю, так как передаточная функция  $K_{o. c.} G_{o. c.}$  обращается в нуль.

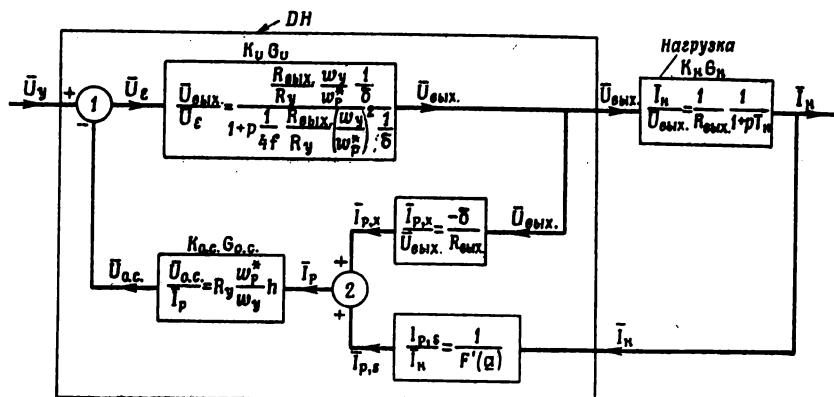
Из выражения (14.36)

$$K = \frac{1}{R_y} \frac{w_y}{w_p^*} \frac{F'(a)}{(1 - h_b) + \delta F'(a)}. \quad (14.37)$$

Нормированная передаточная функция  $G$  имеет вид

$$G = \frac{\omega_n^2}{p^2 + 2\zeta\omega_n p + \omega_n^2}. \quad (12.8)$$

В целях упрощения введем постоянную времени  $T_y$  обычного ДН с идеальной кривой намагничивания  $B-H$  ((10.77),  $K_{AW} = 1$ ).



Фиг. 129. Структурная схема дросселя насыщения с введенной обратной связью по рабочему току и индуктивной нагрузкой в цепи выпрямленного тока при учете токов возбуждения.

Угловая частота свободных незатухающих колебаний (гл. 12, § 4)

$$\omega_c = \sqrt{\frac{(1 - h_n) + \delta F'(a)}{T_n T_y F'(a)}}. \quad (14.38)$$

Коэффициент затухания

$$\zeta = \frac{(T_y + \delta T_n) F'(a)}{2 \sqrt{T_n T_y F'(a) [(1 - h_n) + \delta F'(a)]}}. \quad (14.39)$$

При  $\zeta < 1$  переходный процесс имеет незатухающий колебательный характер; фиг. 107 может быть использована для построения диаграмм Боде. Очевидно, с увеличением коэффициента положительной обратной связи  $h_n$  увеличивается коэффициент затухания  $\zeta$  и, следовательно, колебания переходного процесса будут затухать сильнее. При дальнейшем увеличении  $h_n$  переходный процесс становится критическим и, наконец, апериодическим.

При апериодическом режиме ( $\zeta > 1$ ) имеются две действительные постоянные времени:

$$T_{1,2} = \frac{2T_n T_y F'(a)}{(T_y + \delta T_n) F'(a) \pm \sqrt{[(T_y - \delta T_n) F'(a)]^2 + 4h_n T_n T_y F'(a)}}. \quad (14.40)$$

Если коэффициент полной обратной связи мал ( $|h| \ll 1$ ), выражение (14.40) может быть приближенно записано в следующем виде:

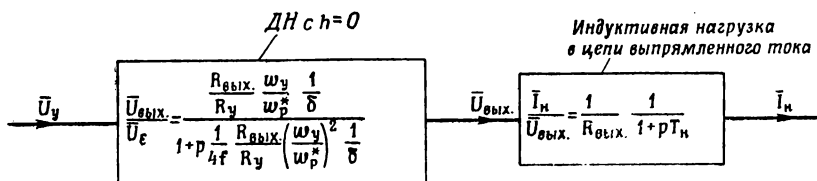
$$T_1 \simeq \frac{T_y}{\delta - h T_y / (T_y - \delta T_n) F'(\underline{a})}, \quad (14.41)$$

$$T_2 \simeq \frac{T_n}{1 + h T_n / (T_y - \delta T_n) F'(\underline{a})}. \quad (14.42)$$

Учитывая выражения (14.37), (14.41), (14.42), легко получить передаточную функцию амплостата ( $h = 0$ ) в виде

$$\frac{\bar{I}_n}{\bar{U}_y} = \frac{1}{R_y} \frac{w_p^*}{w_y} \frac{1}{\delta} \frac{1}{[1 + p T_y (1/\delta)] (1 + p T_n)}. \quad (14.43)$$

В связи с тем что практически величина  $(1 - \delta)/\delta$  равна величине  $1/\delta$ , неизменный во времени коэффициент усиления  $K$  почти одинаков для амплостата с чисто активной нагрузкой (14.18) и индуктивной нагрузкой, включенной на выпрямленном токе (14.37).



Фиг. 130. Структурная схема, изображенная на фиг. 129, при  $h = 0$  (амплостат с обратным током выпрямителя, равным нулю).

На основании этого приходим к важному заключению, что статическая характеристика управления амплостата с активной нагрузкой теоретически почти тождественна статической характеристике управления амплостата с индуктивной нагрузкой на выпрямленном токе, исключая релейный режим работы. Структурная схема для  $h = 0$  (амплостата) показана на фиг. 130.

## § 8. Время чистого запаздывания

В гл. 10, § 2—4 было показано, что в обычном ДН при нормальном возбуждении или перевозбуждении монотонная составляющая приращения переходного напряжения  $|\bar{U}_n|$  появляется в момент приложения управляющего напряжения, а среднее время чистого запаздывания равно нулю. Если приложить положительное единичное напряжение  $\bar{U}_y$  к ДН с введенной обратной связью (фиг. 109), то

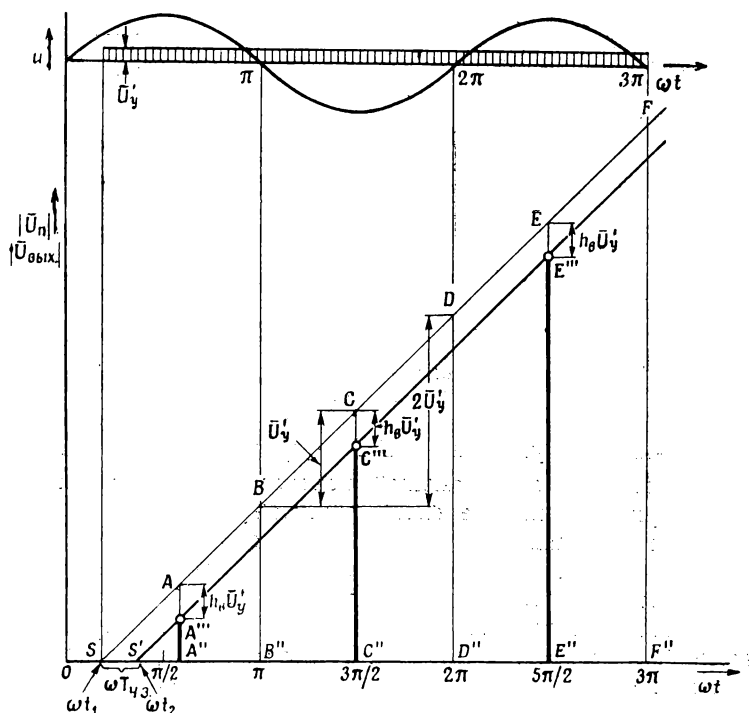


получим  $h_b = \omega_{o.c.}/\omega_p$  (см. (13.2), (5.17)); по аналогии с выражением (10.4)

$$\Delta\phi_A = \frac{\bar{U}_y}{2} (1 - h_b) \frac{10^8}{\omega_y} (t - t_1), \quad (14.44)$$

$$\Delta\phi_B = \frac{\bar{U}_y}{2} (1 + h_b) \frac{10^8}{\omega_y} (t - t_1). \quad (14.45)$$

Сумма потоков растет с такой же скоростью, как и при  $h_b = 0$ , следовательно,  $\bar{\Phi}_1$  и  $|\bar{U}_{\text{вых}}|$  определяются выражениями (10.11) и

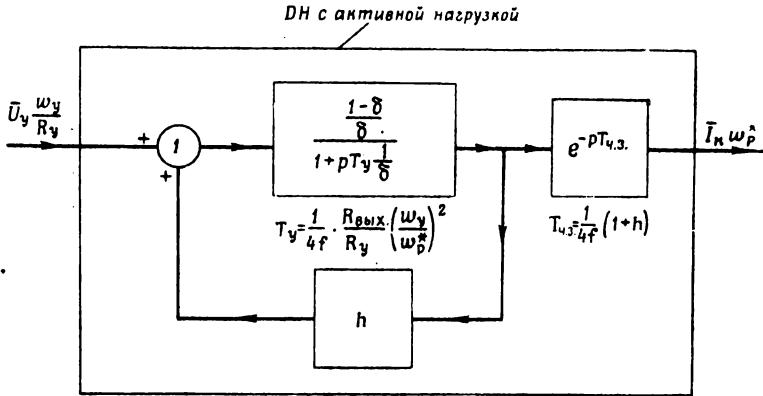


Фиг. 131. Рост переходного напряжения  $|\bar{U}_n|$  ( $A''A'''$ ,  $C''C'''$ ,  $E''E'''$ ) в результате внезапного включения управляющего напряжения  $\bar{U}_y$ ;  $R_y = 0$ ,  $h_b$  имеет конечное значение. Время чистого запаздывания  $T_{ч.з.}$ .

(10.12). Однако переходное напряжение при  $\omega t_1 < \alpha$  отличается от (10.9) последним членом

$$U_n \simeq DFQC = (4f\Phi_1\omega_p 10^{-8} - U_s + U) + \bar{U}_y'(1 - h_b) \frac{\pi - \omega t_1}{\pi}. \quad (14.46)$$

При  $h_b = 0$  (фиг. 72) переходное напряжение  $CC''$  получается, например, прибавлением  $BB''$  к  $\bar{U}_y'$ . Для того чтобы получить переходное напряжение при  $h_b \neq 0$ , нужно еще вычесть отрезок, соответствующий величине  $h_b U_y'$  (14.46). Это показано на фиг. 131, где линия  $SF$  проведена так же, как и на фиг. 72. При  $h_b = 0$  переходное напряжение выражается ординатами  $AA''$ ,  $CC''$ ,  $EE''$ ; при  $h_b \neq 0$  — ординатами  $A'''A''$ ,  $C'''C''$ ,  $E'''E''$ . Соединяя точки  $A'''$ ,  $C'''$ ,



Фиг. 132. Структурная схема дросселя насыщения, включающая звено чистого запаздывания.

$E'''$ , получим прямую линию  $S'E'''$ , представляющую собой изменение монотонной составляющей переходного напряжения  $|\bar{U}_n|$  во времени при наличии введенной обратной связи. Однако начальная точка  $S'$  не совпадает с точкой  $S$  начала переходного режима. Линия  $S'E'''$  сдвинута во времени по сравнению с линией  $SE$  на величину отрезка  $SS'$ . Это запаздывание  $SS'$  рассматривается как время чистого запаздывания (гл. 10, § 11) или как среднее запаздывание  $T_{ч.з.}$ , умноженное на  $\omega$ . При  $\alpha = \pi/2$   $T_{ч.з.}$  является самым запаздыванием.

Из фиг. 131

$$\frac{\omega T_{ч.з.}}{\pi/2} = \frac{h_b \bar{U}_y'}{\bar{U}_y'}, \quad (14.47)$$

$$T_{ч.з.} = \frac{1}{4f} h_b \text{ сек.}, \quad (14.48)$$

или  $1/4 h_b$  периода частоты питания.

В структурных схемах время чистого запаздывания может быть выражено следующим образом [14.6], [14.7]:

$$K_{ч.з.} G_{ч.з.} = e^{-p T_{ч.з.}}. \quad (14.49)$$

Смещение по фазе  $\varphi_{\text{ч.з.}}$ , создаваемое чистым запаздыванием при синусоидальном входном (управляющем) сигнале угловой частоты  $\omega_y$ , можно получить, если заменить в выражении (14.49)  $p$  на  $j\omega_y$ :

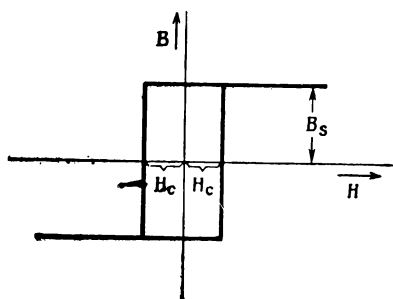
$$\varphi_{\text{ч.з.}} = \frac{f_y}{f} \frac{\pi}{2} h_{\text{в}}. \quad (14.50)$$

Основная структурная схема, изображенная на фиг. 125, была выведена из структурной схемы обычного ДН (фиг. 83), полученной введением собственной обратной связи (например,  $\Delta\phi'$ , фиг. 74). Следовательно, нет необходимости корректировать звено обратной связи  $K_{\text{о.с.}}G_{\text{о.с.}}$  (фиг. 125 и 126), так как чистое запаздывание  $K_{\text{ч.з.}}G_{\text{ч.з.}}$  появляется только в ветви, ведущей к внешней нагрузке, как показано на фиг. 132. Результаты экспериментальной проверки изложены в работе [10.22].

## СВЯЗЬ МЕЖДУ ДРОССЕЛЯМИ НАСЫЩЕНИЯ С ВВЕДЕННОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ И ДРОССЕЛЯМИ С БЛОКИРОВАННОЙ СОБСТВЕННОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ (АМПЛИСТАТАМИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА)

### § 1. Прямоугольная петля гистерезиса

При работе магнитного усилителя с очень слабой обратной связью большое значение приобретает вид петли гистерезиса сердечника дросселя насыщения. В гл. 1 и 2 было показано, что существуют различные виды петель гистерезиса. Очевидно, что каждому виду петли гистерезиса соответствует своя характеристика магнитных усилителей. Однако некоторые свойства магнитных усилителей являются общими для всех видов петель  $B-H$ . Задача дальнейшего анализа



Фиг. 133. Прямоугольная динамическая петля гистерезиса.

заключается в выборе для расчетов универсальной петли  $B-H$ . Конечно, точность расчета будет невелика, если действительная петля  $B-H$  значительно отличается от используемой в расчетах.

Петля  $B-H$ , используемая в дальнейшем, является идеализацией динамической петли, снятой на дельтамаксе (фиг. 9, 10), при работе от  $-B_s$  до  $+B_s$  при синусоидальном напряжении питания и заданной частоте. Идеализированная петля получается из идеальной петли (фиг. 21) путем раздвигания вертикальных ветвей на расстояние  $2H_c$  (фиг. 133). Подобная петля носит название прямоугольной петли гистерезиса. Для определенности под  $H_c$  будем понимать не м. д. с. в сердечнике, а м. д. с., создаваемую обмоткой. Это обстоятельство более детально было разобрано в гл. I, § 5.

### § 2. Интервал возбуждения

Рассматриваемая схема приведена на фиг. 35 и представляет собой схему ДН с параллельно соединенными рабочими обмотками. Допустим, что сопротивление цепи управления  $R_y$  настолько мало,

что не препятствует протеканию четных гармоник тока. Изменение потока происходит точно таким же образом, как показано на фиг. 37, Д. Кривые изменения потоков снова воспроизведены на фиг. 134, А(б), В(б) вместе с динамическими петлями гистерезиса.

Предположим опять, что при  $\omega t = 0$  поток  $\phi_A = \Phi_1$ , а поток  $\phi_B = \Phi_s$ . Для того чтобы получить кривые изменения потоков  $\phi_A$  и  $\phi_B$ , рабочая точка сердечника А на петле В—Н перемещается вправо от точки 1 к точке 3 (фиг. 134, А(б)), а рабочая точка сердечника В перемещается влево от точки 1 к точке 3 (фиг. 134, В(б)). Оба потока изменяются по горизонтальным ветвям петли В—Н, и поэтому ни одна из рабочих обмоток не обладает индуктивностью. Вследствие того что сопротивление цепи в течение интервала возбуждения считается равным нулю, оба рабочих тока  $i_{r, A, x}$  и  $i_{r, B, x}$  резко возрастают (134, А(2), В(2)).

Когда токи возбуждения  $i_{r, A, x}$  и  $i_{r, B, x}$  увеличатся настолько, что ампервитки возбуждения  $i_{r, A, x} \omega_p$  и  $i_{r, B, x} \omega_p$  станут равными коэрцитивным ампервиткам

$$AW_c = \frac{H_c l_{ct.}}{0,4\pi}, \quad (15.1)$$

рабочей точкой становится точка 3 на восходящей ветви петли В—Н для сердечника А и на нисходящей—для сердечника В (фиг. 134, А(б), В(б)). Так как оба рабочих напряжения равны, скорость уменьшения потока  $\phi_B$  от точки 3 к точке 4 такая же, как скорость увеличения потока  $\phi_A$  от точки 3 к точке 4. Первый интервал возбуждения кончается при достижении точки 4. В течение интервала возбуждения величины рабочих токов остаются постоянными:

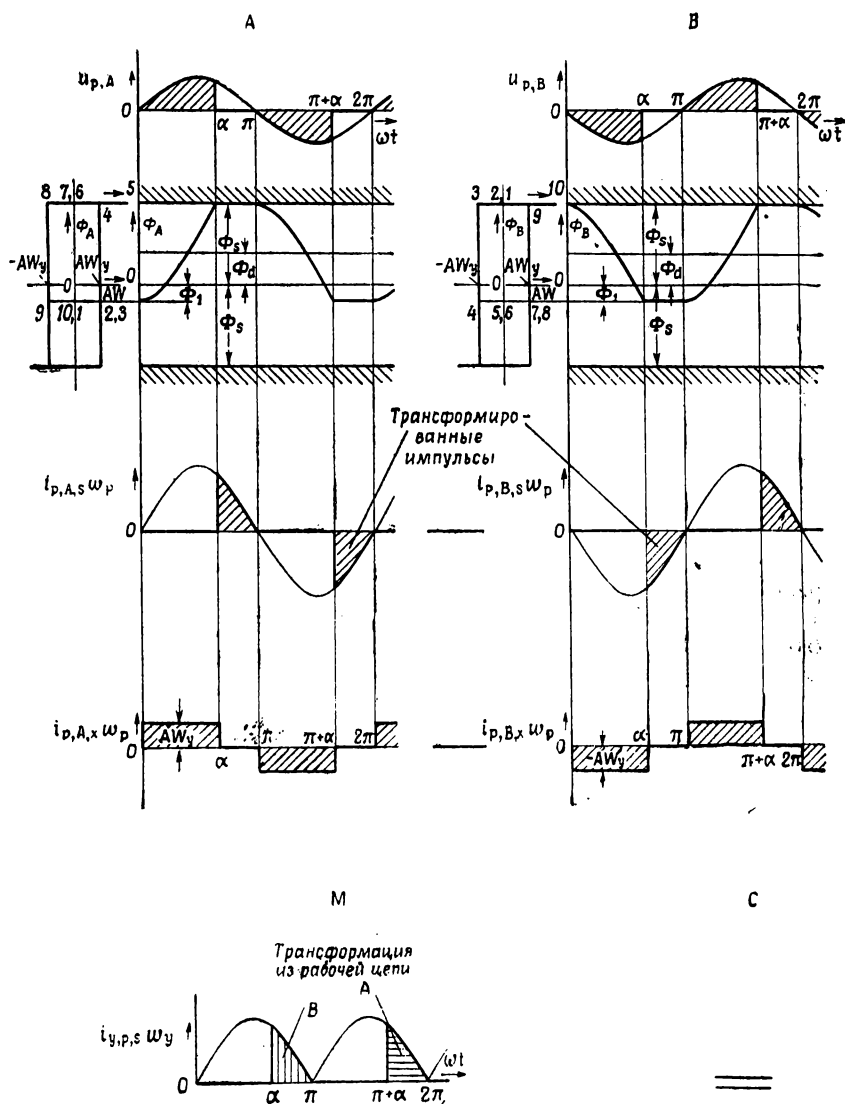
$$|i_{r, A, x} \omega_p| = |i_{r, B, x} \omega_p| = \frac{H_c l_{ct.}}{0,4\pi}. \quad (15.2)$$

Составляющая возбуждения тока нагрузки  $i_{n, x}$  (фиг. 134, Н(2)) равна разности рабочих токов.

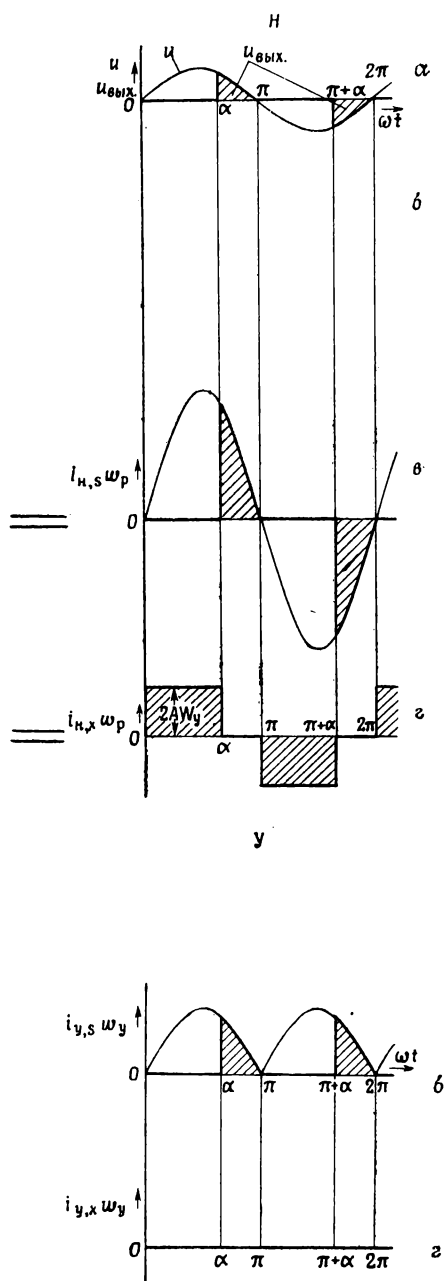
### § 3. Интервал насыщения

При  $\omega t = \alpha$  величина потока  $\phi_A$  достигает значения потока насыщения. Как показано выше (гл. 14, § 2), составляющая насыщения тока нагрузки  $i_{n, s}$  ограничена только выходным сопротивлением  $R_{вых.}$  (фиг. 134, Н(в)), и каждый из рабочих токов  $i_{r, A, s}$ ,  $i_{r, B, s}$  равен половине тока нагрузки  $i_{n, s}$  (фиг. 134, А(в), В(в)).

Составляющие насыщения  $i_{r, A, s}$ ,  $i_{r, B, s}$  обычно на несколько порядков больше, чем составляющие возбуждения  $i_{r, A, x}$ ,  $i_{r, B, x}$ . Для наглядности составляющие насыщения и возбуждения показаны на фиг. 134, А, В, У в разных масштабах. Полный рабочий ток получается сложением составляющих насыщения и возбуждения после соответствующего изменения масштаба.

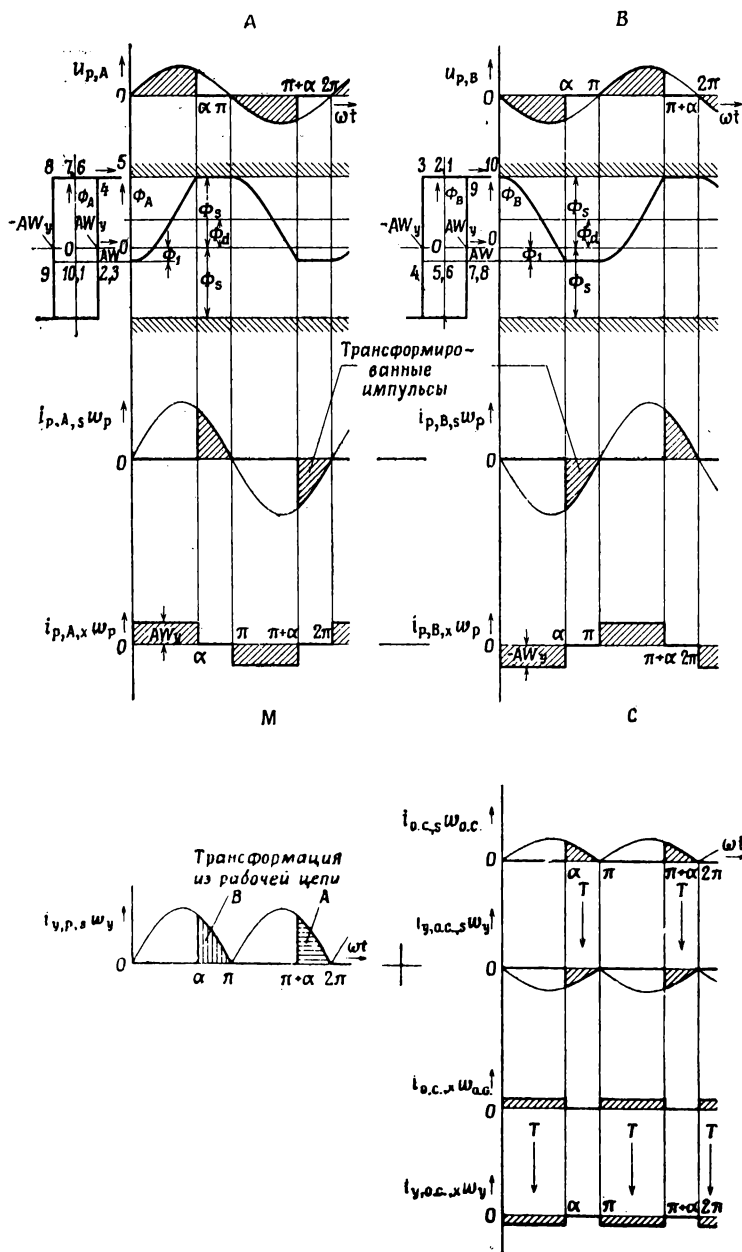


Фиг. 134. Кривые для обычного дросселя насыщения с параллель-



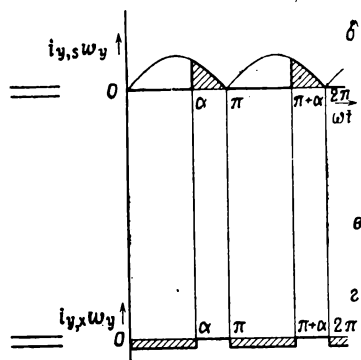
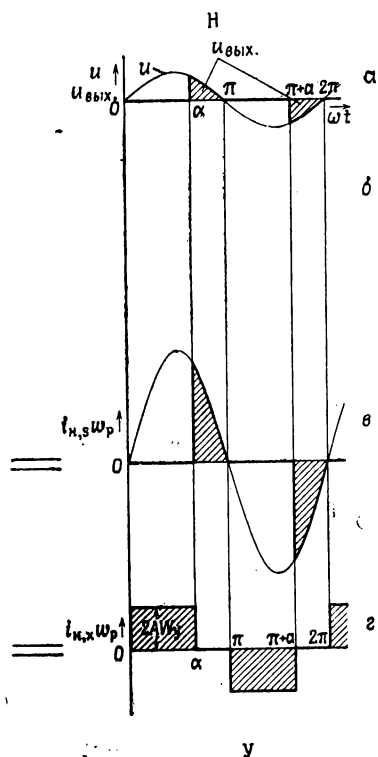
но соединенными рабочими обмотками.

В ненасыщенном сердечнике наблюдается, как обычно, явление трансформации. Для наличия трансформации должно иметь место изменение потока. Очевидно, что изменение потока в насыщенном сердечнике очень мало и, следовательно, величина производной  $d\phi/dt$  в течение интервала насыщения гораздо меньше, чем в интервале возбуждения. Поэтому в течение интервала насыщения изменение потока будет происходить не по динамической петле  $B-H$ , а по петле, очень близкой к статической. Изменение потока происходит по нисходящей ветви приблизительно статической петли  $B-H$  при отрицательном токе управления в течение интервала возбуждения. Однако на практике взаимная индуктивность между насыщенной рабочей обмоткой и обмоткой управления никогда не бывает равна нулю, и поэтому из рабочей обмотки в обмотку управления индуцируется э. д. с. Особый интерес представляет положительная часть кривой этой э. д. с., потому что именно она противодействует протеканию тока управления в отрицательном направлении, вынуждая его течь в положительном направлении. Переход от динамической петли к приблизительно статической и наличие индуцированной э. д. с. могут дать в результате отрицательный, положительный или равный нулю ток возбуждения, протекающий по обмотке управления в течение



Ф и г. 135. Кривые для дросселя насыщения с параллельно соединенными работ- нитной обратной связью ( $h_b = 0,4$ ) при работе в положительной области;





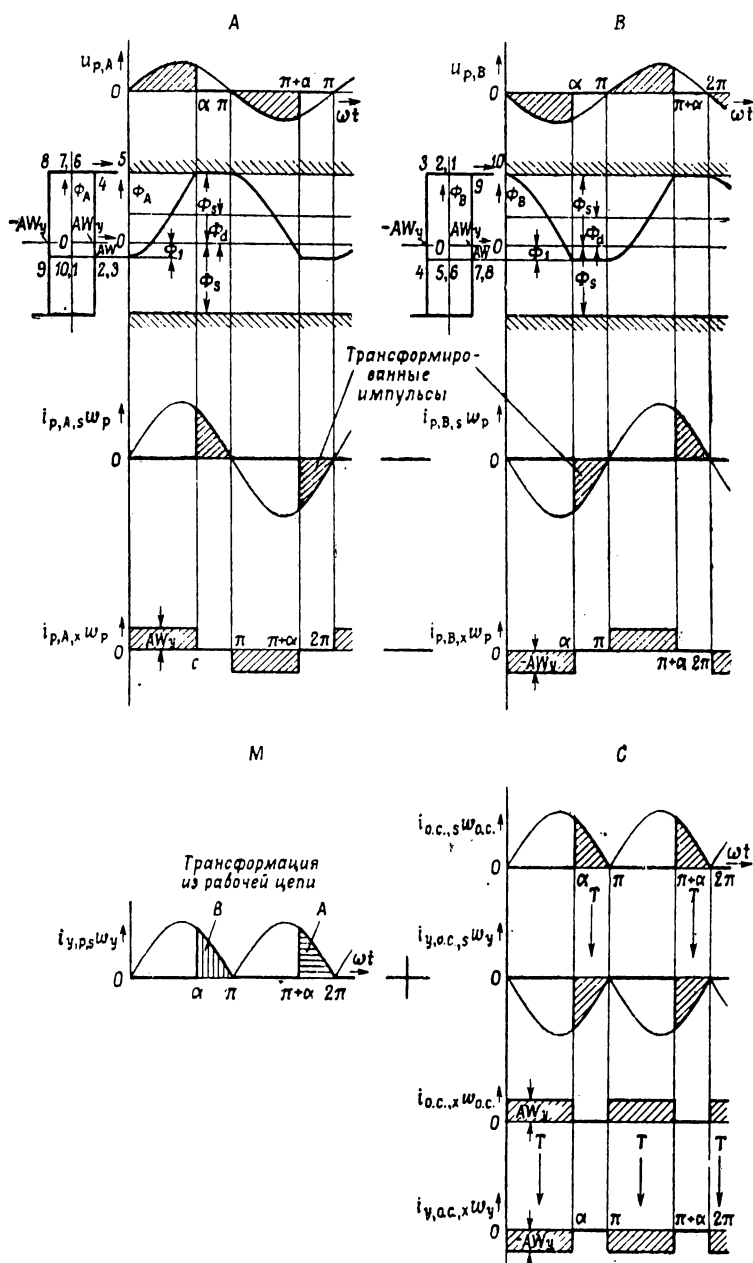
чим обмотками с введенной маг-  
 $T$  означает трансформацию.

интервала насыщения. Целесообразно в последующих исследованиях основываться на случае нулевого тока возбуждения в обмотке управления в течение интервала насыщения, а остальные случаи учесть поправочными коэффициентами (гл. 17, § 6, 7).

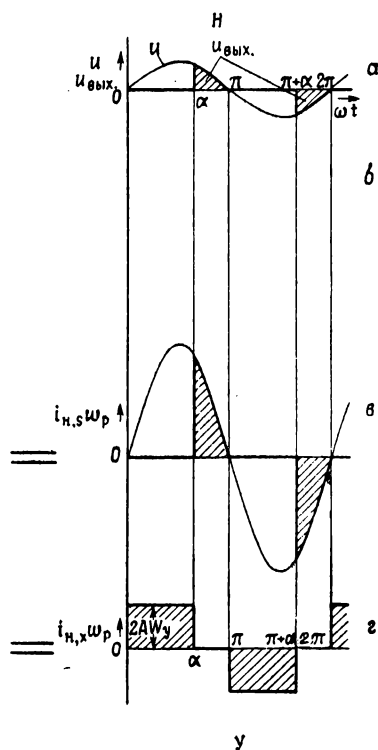
При составляющей возбуждения, сведенной в течение интервала насыщения к нулю, ток управления становится подобен току управления в случае идеальной прямоугольной кривой  $B-H$ , как это показано выше на фиг. 43,  $D$  и снова изображено на фиг. 134,  $M(б)$ . Ток управления обозначен через  $i_{у,р,с}$ , причем индекс указывает на то, что этот ток является следствием трансформации из рабочей обмотки в течение интервала насыщения. Так как в этом случае нет других токов, полный ток управления (фиг. 134,  $У(б)$ ) аналогичен току управления, кривая которого изображена на фиг. 134,  $M(б)$ .

Предыдущие рассуждения дают возможность сделать вывод, что для интервала насыщения случаю с нулевыми токами возбуждения обмотки управления эквивалентен случай петли  $B-H$ , которая в течение интервала насыщения сокращается до идеальной прямоугольной (фиг. 21).

Когда в дальнейшем делается ссылка на идеальную прямоугольную петлю гистерезиса, имеется в виду прямоугольная петля  $B-H$ , которая имеет ширину, равную  $2H_c$  в течение интервала возбуждения, и нулевую ширину в течение интервала насыщения. Нулевую ширину во время интервала насыщения следует понимать лишь как прием описания уничтожения двух проти-



Фиг. 136. Кривые для дросселя насыщения с параллельно соединенными рабочей и обратной связью ( $h_b = 1$ ) при работе в положительной области;



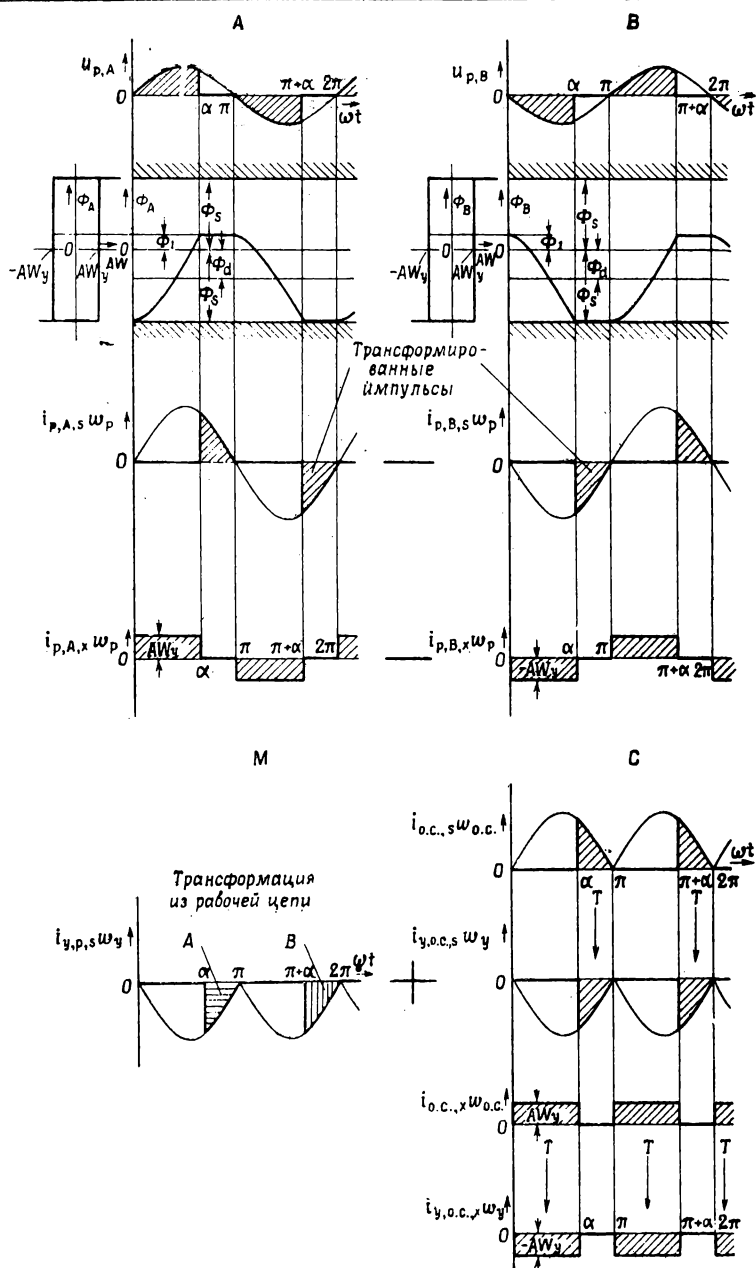
воположных явлений: индуцированной э. д. с. и отрицательного тока управления (статической петли  $B-H$  и взаимной индуктивности).

#### § 4. Кривые для дросселя насыщения с введенной магнитной обратной связью ( $h_b = 0,4$ )

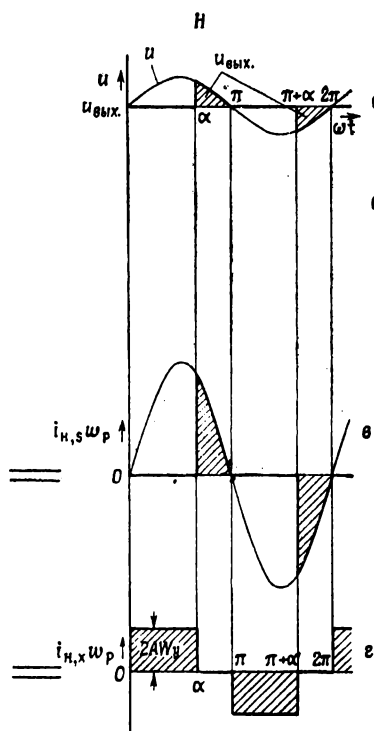
Случай ДН с общей введенной обратной связью поясняется примером ДН с коэффициентом обратной связи  $h_b = 0,4$ . Схема представлена на фиг. 110. При свободных четных гармониках тока потоки в сердечниках и рабочие токи при введении магнитной обратной связи остаются неизменными. Поэтому кривые ДН с введенной обратной связью, показанные на фиг. 135, А, В, Н, аналогичны соответствующим кривым, изображенным на фиг. 134, А, В, Н, обычного ДН.

При наличии ампервитков введенной обратной связи потоки в сердечниках могут оставаться неизменными в том случае, если имеются другие ампервитки, компенсирующие ампервитки обратной связи. Такие компенсирующие ампервитки на самом деле существуют благодаря трансформации из обмоток обратной связи в обмотки управления. Ампервитки обратной связи  $i_{о.с.,с}ω_{о.с.}$  и  $i_{о.с.,х}ω_{о.с.}$  (фиг. 135, С(а, в)) компенсируют ампервитки  $i_{у.о.с.,с}ω_y$  и  $i_{у.о.с.,х}ω_y$  (фиг. 135, С(б, з)) обмотки управления благодаря трансформации. Механизм процесса точно такой же, как при трансформации рабочих ампервитков  $i_{р,А}ω_p$  в ампервитки управления  $i_{у,р}ω_y$ , что, как известно, приводит к закону равенства ампервитков (гл. 5, § 7).

ними обмотками с введенной магнитной обратной связью. Т означает трансформацию.



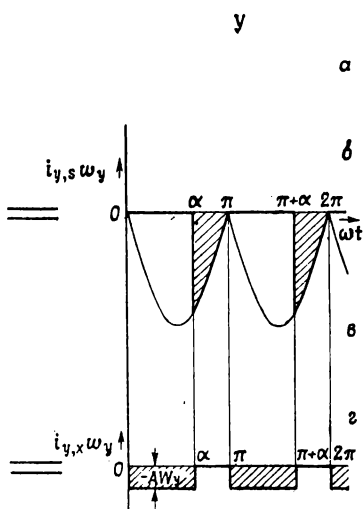
Ф и г. 137. Кривые для дросселя насыщения с параллельно соединенными рабочими магнитной обратной связью ( $h_b = 1$ ) при работе в отрицательной области;



Составляющая  $i_{y, \Gamma, s} \omega_y$  (фиг. 135,  $M(\delta)$ ) получается точно таким же образом, как описано в § 3. Ампервитки управления состоят из двух компонент: составляющей насыщения  $i_{y, s} \omega_y$  (фиг. 135,  $Y(\delta)$ ), являющейся суммой  $i_{y, \Gamma, s} \omega_y$  (фиг. 135,  $M(\delta)$ ) и  $i_{y, o. c., s} \omega_y$  (фиг. 135,  $C(\delta)$ ), и составляющей возбуждения  $i_{y, x} \omega_y$  (фиг. 135,  $Y(z)$ ), которая идентична ампервиткам  $i_{y, o. c., x} \omega_y$  (фиг. 135,  $C(z)$ ).

Полные токи получаются сложением составляющих возбуждения и насыщения после соответствующего изменения масштаба.

### § 5. Кривые для дросселя насыщения с введенной магнитной обратной связью ( $h_b = 1$ ), работающего в положительной области характеристики



чими обмотками с введенной  $T$  означает трансформацию.

Кривые, представленные на фиг. 136,  $A, B, H$ , аналогичны соответствующим кривым, изображенным на фиг. 135,  $A, B, H$ . Остальные кривые, изображенные на этих фигурах, отличаются только количественно. Наиболее характерной чертой является уничтожение составляющей насыщения ампервитков управления во время интервала насыщения (фиг. 136,  $M(\delta)$ ,  $C(\delta)$ ), что дает в результате нулевую составляющую насыщения ампервитков управления (фиг. 136,  $Y(\delta)$ ). На фиг. 136,  $Y(z)$  изображено изменение во времени составляющей возбуждения ампервитков управления. Из принципа действия следует, что величина этих ампервитков зависит от ширины динамической петли  $B-H$ . Чем уже динамическая петля  $B-H$ , тем

меньше величина ампервитков управления и, следовательно, тем больше коэффициент усиления по ампервиткам.

### § 6. Кривые для дросселя насыщения с введенной магнитной обратной связью ( $h_b = 1$ ), работающего в отрицательной области характеристики

Этот случай будет рассмотрен для тока нагрузки аналогично тому, как это было сделано в предыдущем параграфе (фиг. 136). Постоянная составляющая потока в сердечнике должна быть теперь  $-\Phi_a$  вместо  $+\Phi_a$ . Составляющая насыщения тока управления  $i_{y, p, s}$  делается отрицательной (фиг. 137,  $M(\delta)$ ), но остается той же по абсолютной величине. Кривые, изображенные на фиг. 136 и 137,  $C(a, b, v, z)$ , одинаковы в обоих случаях. Составляющая насыщения тока управления (фиг. 137,  $U(\delta)$ ) становится теперь в отрицательной области очень большой, в то время как соответствующий ток на фиг. 136,  $U(\delta)$  равен нулю. Величина составляющей насыщения тока управления при  $h_b = 1$  вдвое больше, чем для обычного ДН (фиг. 134,  $U(\delta)$ ).

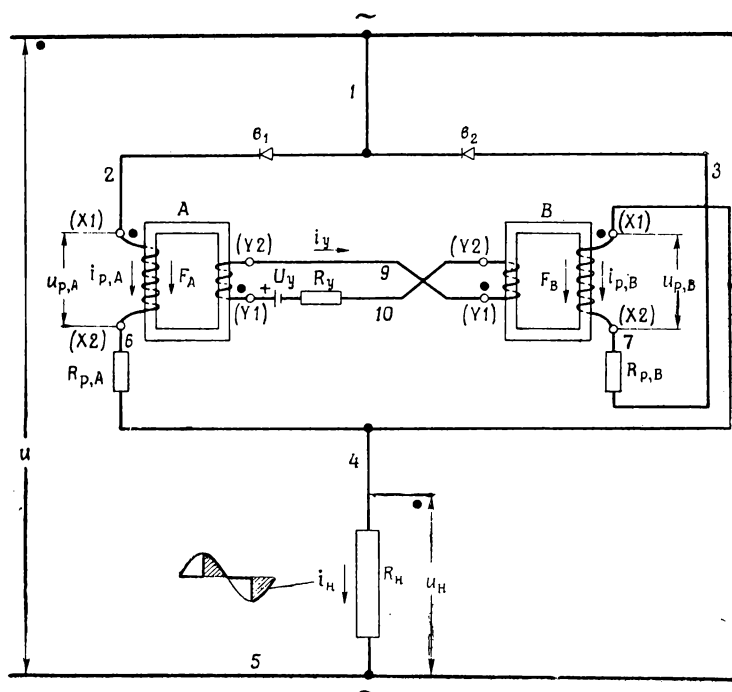
Полный ток управления получается сложением составляющей насыщения ( $U(\delta)$ ) и составляющей возбуждения ( $U(z)$ ) после соответствующего изменения масштаба.

### § 7. Дроссель насыщения с блокированной собственной обратной связью [25.1] (амплистат)

Как уже упоминалось выше, рабочие ампервитки ДН, пока сердечник не насыщен, трансформируются в цепь управления, создавая отрицательную обратную связь, называемую собственной. Для увеличения коэффициента усиления по ампервиткам эта отрицательная обратная связь может быть уменьшена или даже уничтожена введением положительной магнитной обратной связи. Полное уничтожение собственной отрицательной обратной связи показано на фиг. 136 и описано в § 6 данной главы.

Вместо исключения влияния собственной отрицательной обратной связи путем введения положительной обратной связи можно избавить ДН от собственной отрицательной обратной связи включением в рабочую цепь таких элементов, которые будут препятствовать протеканию рабочего тока, пока сердечник не насыщен, и, следовательно, устранять собственную отрицательную обратную связь. Например, из фиг. 134,  $B(\delta)$  видно, что в течение первого интервала насыщения ( $\alpha < \omega t < \pi$ ) рабочий ток  $i_{p, v, s}$  вызывает путем трансформации собственную отрицательную обратную связь. Если же в течение первого интервала насыщения рабочий ток  $i_{p, v, s}$  протекать не будет, то в этот период не будет также и отрицательной обратной связи. Точно так же при отсутствии рабочего тока  $i_{p, a, s}$  в те-

чение второго интервала насыщения ( $\pi + \alpha < \omega t < 2\pi$ ) (фиг. 134, А(в)) отрицательной обратной связи в этот период не будет. Два условия уничтожения собственной отрицательной обратной связи могут быть сведены к одному, а именно: должен быть исключен отрицательный рабочий ток. Это условие может быть выполнено включением выпрямителей последовательно с рабочими обмотками так, как это



Фиг. 138. Схема амплистата переменного тока.

сделано в схеме, изображенной на фиг. 138. Подобная схема носит название амплистат [13.7], [15.7].

Термин „амплистат“ введен по аналогии с амплидином. Амплидин [13.8], [13.9] — вращающийся (динамический) магнитный усилитель, тогда как амплистат является статическим (неподвижным) магнитным усилителем. Этой схеме были даны и другие названия, такие, как магэмп [15.2], магнестат [15.3], трансдуктор [15.3], усилитель с внутренней обратной связью [13.14], магнитный усилитель с самонасыщением [15.4], [4.1] и т. д. Действительно правильной названию будет термин ДН с блокированной собственной обратной связью, однако в целях упрощения для подобных схем применяется термин „амплистат“. Ввиду того что по сопротивлению нагрузки  $R_H$  протекает переменный ток, схема, изображенная на фиг. 138,





называется более конкретно — „амплистатом переменного тока“. В литературе эту схему также называют двойной схемой.

В дальнейшем будет дано более детальное объяснение работы амплистата переменного тока путем сравнения его с ДН с введенной обратной связью ( $h_n = 1$ ). Элементы схем, изображенных на фиг. 110 и 138, одинаковы, за исключением следующих: обмотки и выпрямители обратной связи, имеющиеся в схеме, представленной на фиг. 110, в схему, изображенную на фиг. 138, не включены. В дальнейшем будем считать, что выпрямители  $v_1$  и  $v_2$  (фиг. 138) имеют нулевое прямое сопротивление и бесконечно большое обратное сопротивление (идеальные выпрямители). Кроме того, предполагается, что потоки в сердечниках при  $\omega t = 0$  одинаковы для ДН с введенной обратной связью ( $h_n = 1$ ) (фиг. 136) и для амплистата (фиг. 139).

### § 8. Интервал возбуждения амплистата

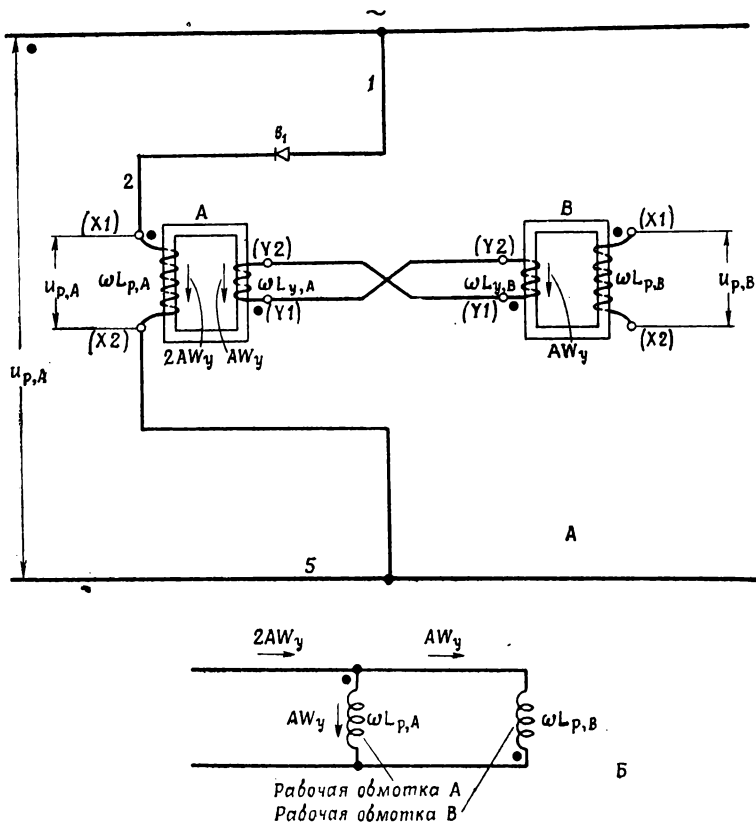
Для того чтобы стало возможным возрастание потока  $\phi_A$ , рабочая точка на петле  $B-H$  для сердечника  $A$  передвигается направо от точки 1 к точке 2 (фиг. 139,  $A(\delta)$ ); участок между точками 1 и 2 горизонтален, поэтому рабочая обмотка  $A$  не обладает индуктивностью. Вследствие того что сопротивление схемы в течение интервала возбуждения предполагается равным нулю, рабочий ток  $i_{p, A, x}$  резко возрастает, как это показано на фиг. 139,  $A(2)$ . Во время этого же интервала рабочий ток возбуждения  $i_{p, B, x}$  ДН  $B$  (фиг. 139,  $B(2)$ ) равен нулю из-за блокирующего действия выпрямителя  $v_2$  (фиг. 138) и отсутствия э. д. с., индуктированной от дросселя  $A$ .

Когда рабочий ток увеличится в такой степени, что величина его ампервитков  $i_{p, A, x} \omega_p$  станет равной коэрцитивным ампервиткам  $AW_c$ , в точке 2 достигается восходящая ветвь петли  $B-H$  (фиг. 139,  $A(\delta)$ ). Все это происходит еще при  $\omega t = 0$ . Поток  $\phi_A$  получает возможность увеличиваться вдоль вертикальных сторон 3—4, и ДН  $A$  может работать как трансформатор. Рабочее напряжение  $u_{p, A}$ , равное напряжению питания  $u$ , трансформируется в цепь управления. В результате по обмотке управления будет протекать ток управления  $i_y$ , передвигая рабочую точку 2 (фиг. 139,  $B(\delta)$ ) на петле  $B-H$  ДН  $B$  к точке 3. Так как участок 2—3 горизонтален, индуктивность обмотки управления ДН  $B$  равна нулю, и управляющие ампервитки возбуждения  $i_{y, x} \omega_y$  при условии, что сопротивление цепи управления ничтожно мало, резко возрастают до тех пор, пока  $i_{y, x} \omega_y = -AW_c$  (фиг. 139,  $Y(2)$ ).

Для поддержания в ДН  $A$  суммарного значения ампервитков, равного  $AW_c$ , рабочие ампервитки возбуждения  $i_{p, A, x} \omega_p$  должны увеличиться до величины  $2AW_c$  (от точки 2 до 3, фиг. 139,  $A(2)$ ). Это более ясно из рассмотрения фиг. 140,  $A$ , где изображен участок схемы амплистата для случая возбуждения ДН  $B$  посредством ДН  $A$ ,

причем последний работает как трансформатор; на фиг. 140, Б представлена эквивалентная схема.

В точке 3 достигается вертикальная нисходящая ветвь петли  $B-H$  для сердечника  $B$ . Если пренебречь падением напряжения в цепи управления, рабочее напряжение  $u_{p,A}$  трансформируется



Фиг. 140. Возбуждение амплитата. А — сердечники и контуры, участвующие в возбуждении в течение первого интервала возбуждения ( $0 < \omega t < \alpha$ ); Б — эквивалентная схема для этого интервала.

в ДН  $B$ , вызывая уменьшение потока  $\phi_B$  к точке 4 (фиг. 139,  $B(\sigma)$ ) с той же скоростью, с какой поток  $\phi_A$  увеличивается к точке 4 (фиг. 139,  $A(\sigma)$ ). Кроме того, в результате этой трансформации на зажимах ДН  $B$  появится рабочее напряжение  $u_{p,B}$  (фиг. 139,  $B(a)$ ), которое имеет особое значение при определении обратного напряжения на выпрямителе  $\sigma_2$  и аналогично на выпрямителе  $\sigma_1$  (гл. 17, § 3).

### § 9. Интервал насыщения амплитата

При  $\omega t = \alpha$  поток  $\phi_A$  достигает значения потока насыщения, и величина рабочего тока, обозначенного через  $i_{p, A, s}$ , ограничивается только сопротивлением выхода  $R_{\text{вых}}$ . (фиг. 139,  $A(s)$ ). Составляющая насыщения  $i_{p, A, s}$  обычно на несколько порядков больше, чем составляющая возбуждения  $i_{p, A, w}$ , поэтому составляющие насыщения  $i_{p, A, s}$ ,  $i_{p, B, s}$  снова показаны на фиг. 139,  $A(s)$ ,  $B(s)$  в другом масштабе. При  $\omega t > \alpha$  рабочие ампервитки ДН  $A$  попадают в область насыщения 5 петли  $B-H$  (фиг. 139,  $A(s)$ ) и возвращаются при уменьшении напряжения питания. При  $\omega t = \pi$  достигается точка 6 и рабочие ампервитки  $i_{p, A, s}$  снова становятся равными нулю.

В соответствии со сделанными допущениями ДН работают так, как будто петля  $B-H$  имеет в течение интервала насыщения ширину, равную нулю (§ 3), поэтому в интервале  $\alpha < \omega t < \pi$  (фиг. 139,  $V(s)$ ) не требуется ампервитков управления.

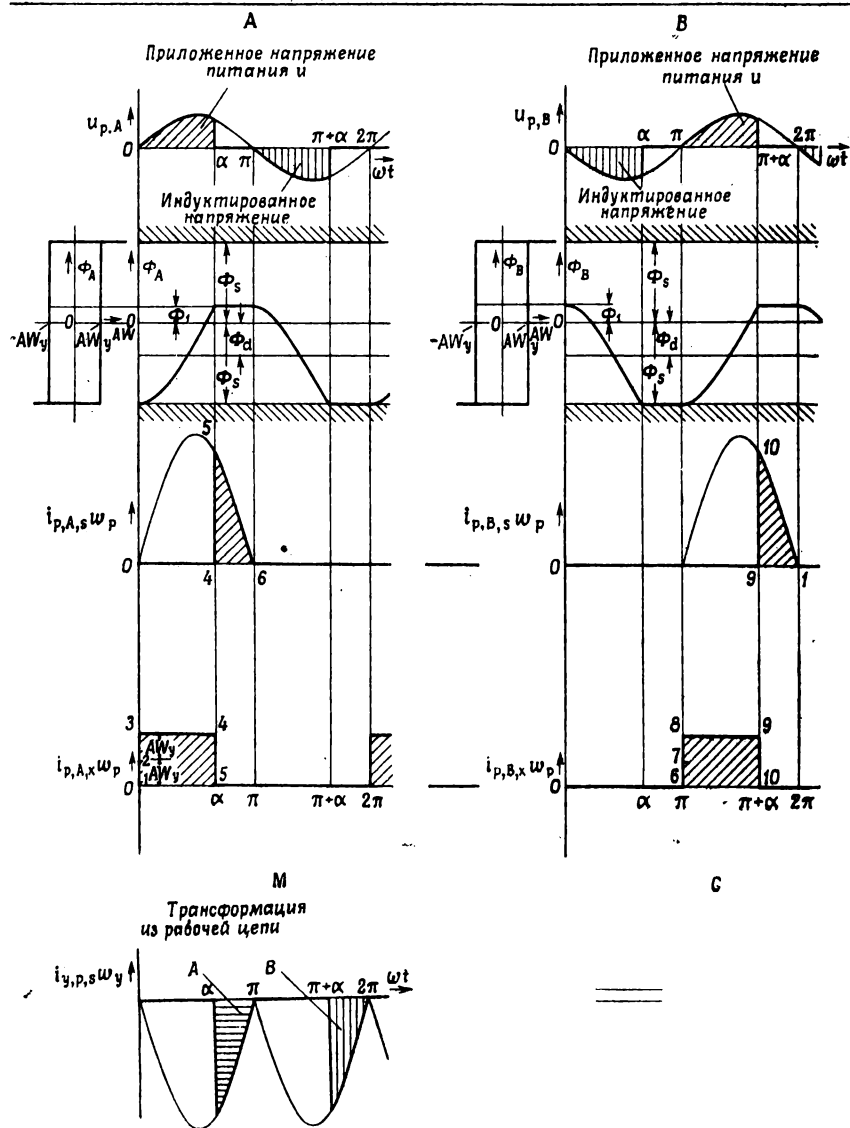
При  $\omega t = \pi$  рабочие точки сердечников меняют по сравнению с моментом  $\omega t = 0$  свои положения на петле  $B-H$ ; во время следующего полупериода ( $\pi < \omega t < 2\pi$ ) процессы аналогичны. Величина полных рабочих ампервитков получается сложением после надлежащего изменения масштабов соответственно кривых, изображенных на фиг. 139,  $A(s, z)$  и  $B(s, z)$ . Полный ток представляет собой сумму всех рабочих токов (фиг. 139,  $H(s, z)$ ).

Кривые, получающиеся при работе амплитатов в отрицательной области, показаны на фиг. 141.

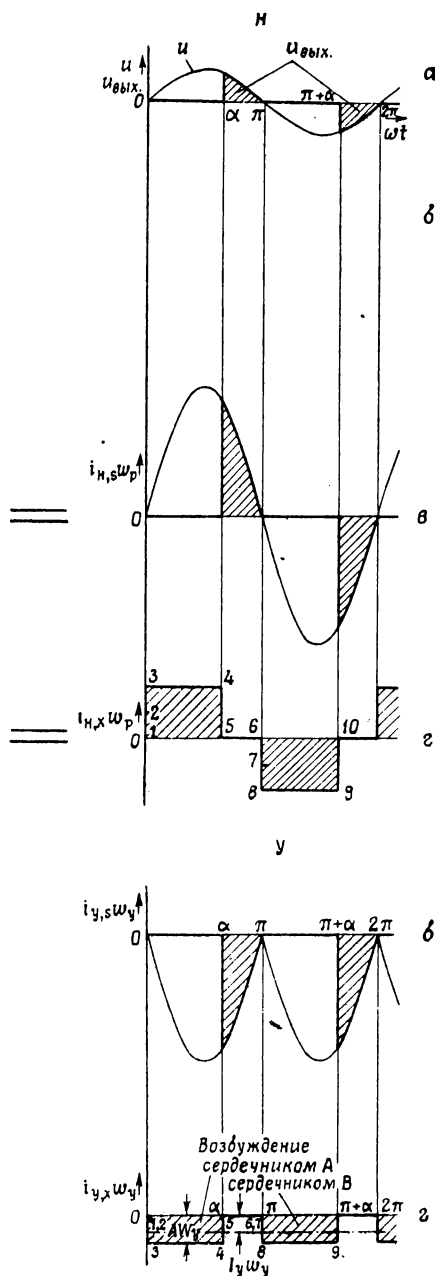
### § 10. Сравнение дросселей насыщения с введенной обратной связью ( $h_b = 1$ ) с дросселями с блокированной собственной обратной связью ( $h_e = 0$ ) (амплитатами)

Из рассмотрения фиг. 139,  $B(a)$  и 136,  $B(a)$  и предыдущих исследований следует, что рабочие напряжения амплитата такие же, как и ДН с  $h_b = 1$ . При одинаковых рабочих напряжениях потоки в сердечниках должны быть также одинаковы (фиг. 139,  $B(b)$ , 136,  $B(b)$ ). Как следствие углы насыщения  $\alpha$  в обоих случаях одинаковы и поэтому одинаковы номинальные выходные напряжения  $u_{\text{вых}}$ . (фиг. 139,  $H(a)$ , 136,  $H(a)$ ).

Интересно отметить, что сопротивление в цепи нагрузки в ДН с параллельно соединенными рабочими обмотками с  $h_b = 1$  равно  $(R_p/2) + R_{o.c.}$ , причём  $R_{o.c.} = 2(R_p/4)$ . Следовательно, полное сопротивление равно  $R_p$ , где  $R_p$  обозначает сопротивление рабочей обмотки, а  $R_{o.c.}$  — сопротивление двух обмоток обратной связи. В амплитате сопротивление также равно  $R_p$ , и поэтому при том же сопротивлении нагрузки  $R_n$  значение номинального выходного сопротивления  $R_{\text{вых}}$  в обоих случаях также одинаково (фиг. 139,  $H(s)$ , 136  $H(s)$ ).



Ф и г. 141. Кривые для амплитата переменного тока ( $h = 0$ ) при работе в от-



Рабочий ток в амплитате (фиг. 139,  $A(s)$ ) имеет ту же величину, что и ток нагрузки, но протекает только в течение части периода, в то время как рабочий ток в ДН с  $h_b = 1$  (фиг. 136,  $A(s)$ ) равен только половине тока нагрузки, но протекает в течение полного периода.

Таким же путем можно установить различные кривые во время оставшейся части периода. Как было показано, ДН с параллельно соединенными рабочими обмотками и  $h_b = 1$  и амплистат работают с одинаковыми потоками в сердечниках, следовательно, ампервитки управления также должны быть равны в обоих случаях (фиг. 139,  $Y(2)$ , 136,  $Y(2)$ ).

Существует также аналогия при работе в отрицательных областях (фиг. 137, 141).

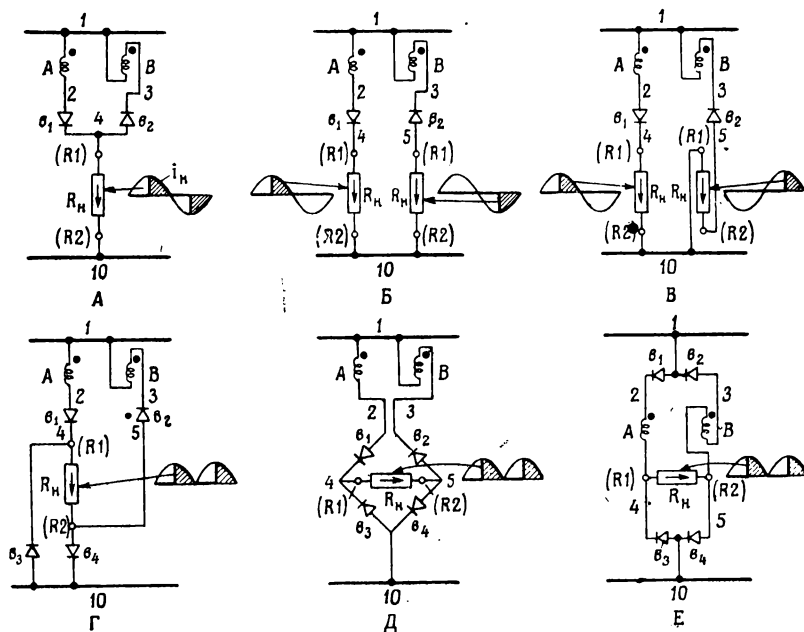
Можно сделать вывод, что амплистат переменного тока и ДН с параллельно соединенными рабочими обмотками и  $h_b = 1$  представляют собой эквивалентные схемы и все уравнения, выведенные для ДН с параллельно соединенными рабочими обмотками с  $h_b = 1$ , применимы и для амплистата переменного тока. В обоих случаях полный коэффициент обратной связи  $h = 0$  (14.15).

При соединении в схему амплитаста обмотки обратной связи ДН не работают. При включении обмоток обратной связи последовательно или параллельно с рабочими обмотками может быть увеличена выходная мощность амплитаста,

Отсюда следует, что при одинаковом весе ДН схема амплистата обеспечивает большую выходную мощность, чем схема, использующая введенную обратную связь.

### § 11. Мостовая схема амплистата

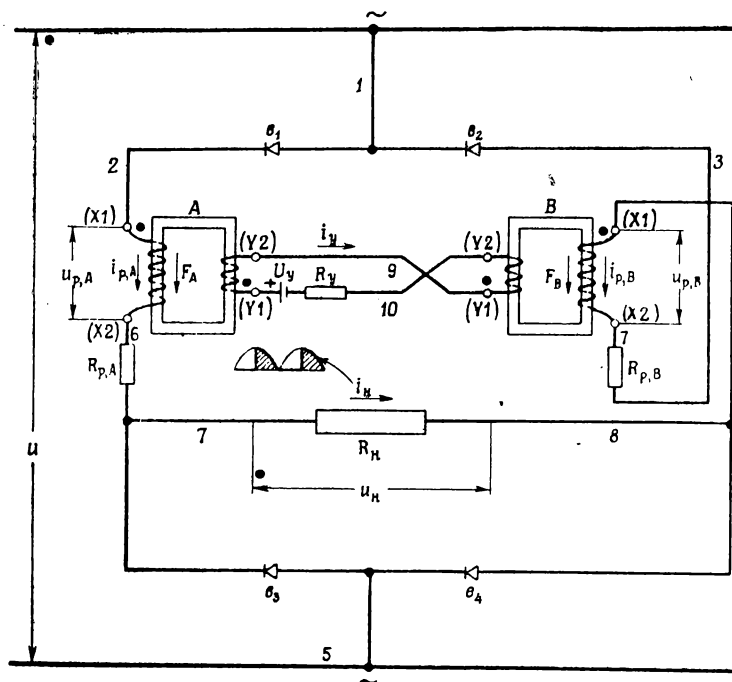
Амплистат по мостовой схеме и амплистат со средней точкой (§ 12) дают на выходе постоянный ток, поэтому они называются амплистатами постоянного тока. Обе схемы могут быть получены из схемы амплистата переменного тока. Ниже будут сделаны те же допущения, какие были сделаны для амплистата переменного тока.



Фиг. 142. Получение мостовой схемы амплистата из схемы амплистата переменного тока.

Рабочие обмотки *A* и *B* амплистата переменного тока (фиг. 138) перечерчены на фиг. 142, *A*, причем обозначения сердечников и обмоток управления опущены. Выпрямители  $\theta_1$  и  $\theta_2$  включены в другие рабочие плечи просто для наглядности. Без какого-либо изменения работы ДН они могут быть присоединены также к двум сопротивлениям нагрузки (фиг. 142, *B*), каждое из которых равно по величине предыдущему сопротивлению нагрузки. При обозначении стрелками положительного направления для тока ток в левом сопротивлении всегда положительный, а ток в правом сопротивлении нагрузки всегда отрицательный.

Далее, чтобы сделать ток в обоих сопротивлениях нагрузки положительным, сопротивление нагрузки  $R_H$ , включенное справа, перевертывается (фиг. 142, В). При токе нагрузки, протекающем в обоих сопротивлениях в одинаковых направлениях, зажимы  $R_1$  и  $R_2$  могут быть объединены и одно из двух сопротивлений  $R_H$  может быть из схемы исключено. Однако это изменение приведет к закорачиванию сопротивления нагрузки  $R_H$ . Для предотвращения этого добавляются, как это показано на фиг. 142, Г, выпрямители  $v_3$  и  $v_4$ . Ток в сопротивлении нагрузки  $R_H$  будет теперь постоянным, но работа ДН А



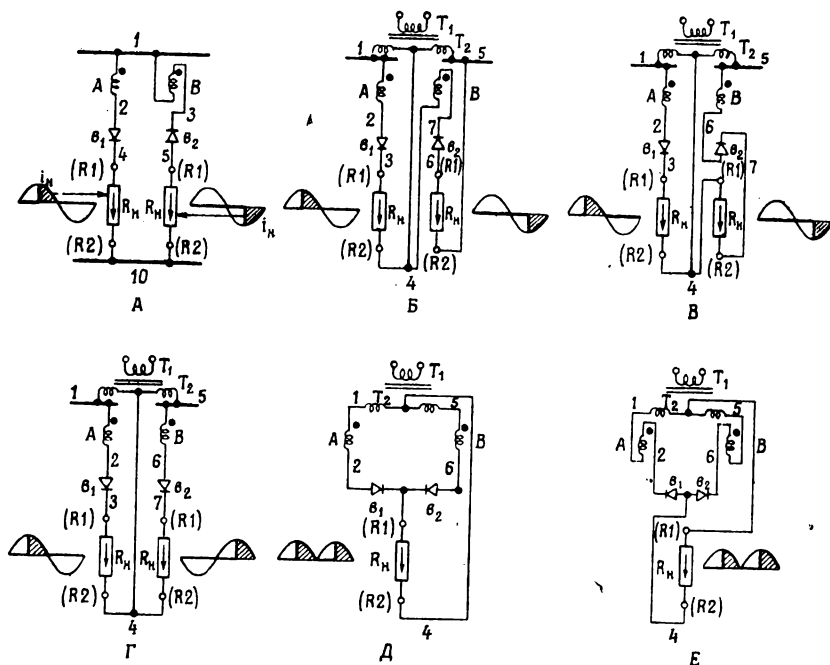
Фиг. 143. Мостовая схема амплистата.

и В останется такой же, как и в случае амплистата переменного тока. На фиг. 142, Д показана схема, которая из-за способа включения выпрямителей называется мостовой. В действительности выпрямители включены не точно по мостовой схеме, так как точки 2 и 3 разъединены; подобной схемы мостикового выпрямителя в стандартных образцах в настоящее время нет. Если переместить выпрямители  $v_1$  и  $v_2$  на другую сторону рабочих обмоток, то получится схема, изображенная на фиг. 142, Е, для которой имеются стандартные образцы выпрямителей: один выпрямительный столбик включает в себя выпрямители  $v_1, v_2$ , другой —  $v_3, v_4$ . Полная схема мостового амплистата показана на фиг. 143.

Можно сделать вывод, что в основном работа амплистатов переменного тока и амплистатов постоянного тока в установившемся режиме одинакова, за исключением того, что в первом случае на выходе получается переменный ток, а во втором — постоянный.

## § 12. Амплистат со средней точкой [15.5], [15.6]

Основой для получения амплистата со средней точкой снова служит схема амплистата переменного тока; фиг. 144, А, где изображены рабочие цепи амплистата переменного тока, аналогична фиг. 142, Б. Трансформатор со средней точкой введен таким образом (фиг. 144, Б), что напряжение между крайними зажимами и



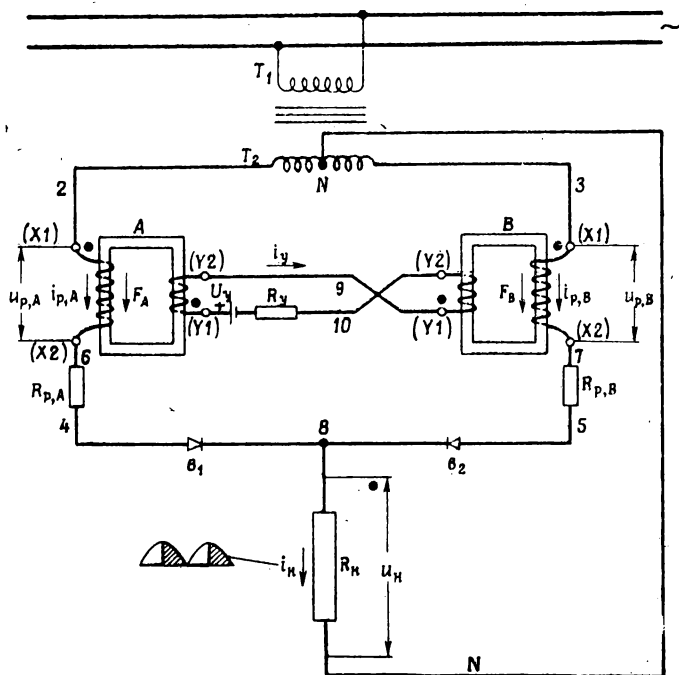
Фиг. 144. Получение схемы амплистата со средней точкой из схемы амплистата переменного тока.

средней точкой 1—4 и 4—5 равно линейному напряжению 1—10 на фиг. 142, Б. Если предположить, что сопротивление обмотки и реактивное сопротивление рассеяния трансформатора ничтожно малы, то его включение не вызовет каких-либо изменений в работе ДН А и В. Последовательность, в которой включена теперь рабочая обмотка ДН В, такая: зажим 5, сопротивление нагрузки  $R_H$ , выпрямитель  $\theta_2$ , рабочая обмотка, зажим 4. Без изменения полярности последовательность включения изменена следующим образом: за-



жим 5, рабочая обмотка, выпрямитель  $\nu_2$ , сопротивление нагрузки  $R_n$ , зажим 4 (фиг. 144, В). Так как полярность не изменена, токи в обоих сопротивлениях нагрузки продолжают протекать в противоположных направлениях.

Далее направление тока в правом сопротивлении нагрузки  $R_n$  будет изменено (фиг. 144, Г) так, чтобы получить одинаковое направление тока в обоих сопротивлениях. Так как при принятых



Фиг. 145. Схема амплистата со средней точкой.

допущениях в обоих сопротивлениях не происходит наложения токов, эти два сопротивления снова могут быть заменены одним сопротивлением, имеющим ту же величину, что и каждое из двух отдельных сопротивлений (фиг. 144, Д). Ток в нагрузке будет теперь постоянным, но работа ДН по сравнению со схемой амплистата переменного тока не изменится.

Во многих случаях применяют один столбик, содержащий выпрямители  $\nu_1$  и  $\nu_2$ . Подобный столбик, показанный на фиг. 144, Д, вряд ли имеется готовым, однако имеется столбик с противоположными полярностями, который изображен на фиг. 144, Е. Для того чтобы получить прежнее направление тока, рабочие обмотки и сопротивление нагрузки включаются с обратными полярностями

(фиг. 144, *E*). Ввиду того что последняя схема более сложна, впоследствии будет использована схема, изображенная на фиг. 144, *D*. Полная схема амплистата со средней точкой показана на фиг. 145.

Таким образом, в основном работа амплистата со средней точкой и амплистата переменного тока в установившемся режиме одинакова, за исключением того, что в первом случае на выходе получается постоянный ток, а во втором — переменный. Амплистат со средней точкой с нулевым обратным током выпрямителя эквивалентен ДН с параллельно соединенными рабочими обмотками с коэффициентом введенной обратной связи  $h_b = 1$ ; суммарный коэффициент обратной связи в обоих случаях  $h = 0$ .

Если измерить ток нагрузки с помощью амперметра, показывающего среднее значение, можно сделать вывод, что при сделанных допущениях характеристики управления (зависимость тока нагрузки от тока управления) для амплистатов переменного тока и амплистатов постоянного тока (мостовая схема и схема со средней точкой) одинаковы. Проверка справедливости данных выше положений будет дана в следующем параграфе.

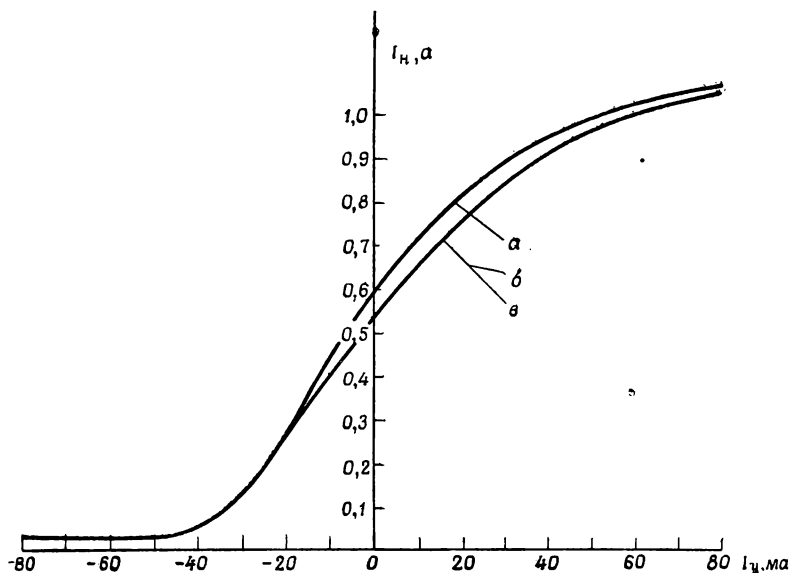
### § 13. Сравнение характеристик управления трех схем амплистата

Для снятия характеристик управления (фиг. 146) были использованы дроссель, показанный на фиг. 53, и 24 селеновые шайбы площадью 48,5 см каждая. С помощью дросселя и селеновых шайб собирались три основные схемы амплистата. Из фиг. 146 видно, что характеристики для мостовой схемы и схемы со средней точкой совпадают, в то время как характеристика амплистата переменного тока слегка отличается от них. Однако это отличие не отрицает предыдущего утверждения, что характеристики управления амплистатов переменного и постоянного токов одинаковы; одним из допущений было принятие нулевого обратного тока выпрямителя. Именно этот обратный ток и обуславливает несовпадение характеристик.

При конечном значении обратного сопротивления выпрямителя, что справедливо, в частности, для селенового выпрямителя, в течение интервала насыщения будет протекать обратный ток выпрямителя по рабочей обмотке ненасыщенного ДН. В результате рабочие ампервитки, трансформируясь в цепь управления, будут вызывать некоторую отрицательную обратную связь (гл. 17). Полный коэффициент обратной связи  $h$  не равен больше нулю, а становится отрицательным числом обычно в пределах  $0-1\%$ . Ниже будет показано, что обратное напряжение на выпрямителе, одинаковое для амплистатов, собранных по мостовой схеме и схеме со средней точкой, гораздо меньше для амплистатов переменного тока, в результате чего будет меньший обратный ток выпрямителей в амплистате переменного тока. Как следствие, результирующая отрицательная

обратная связь для амплитата переменного тока меньше, и поэтому коэффициент усиления по ампервиткам у него будет больше.

В заключение отметим, что меньшая величина обратного напряжения на выпрямителе для амплитата переменного тока обуславливается трансформацией напряжения в обмотку управления во время



Ф и г. 146. Сравнение статических характеристик управления амплитата переменного тока (а), мостового амплитата (б) и амплитата со средней точкой (в).

интервала возбуждения (§ 8). При увеличении сопротивления цепи управления трансформированное напряжение уменьшится и, следовательно, увеличится обратное напряжение на выпрямителе. При относительно большом сопротивлении цепи управления или при внезапном включении рабочих обмоток на переменное напряжение питания обратное напряжение на выпрямителе амплитата переменного тока будет равно полному линейному напряжению.

#### § 14. Характеристика управления обычного дросселя насыщения

Ток нагрузки  $I_n$  можно получить из составляющей насыщения  $I_{n, s}$  и составляющей возбуждения  $I_{n, x}$  (14.5). Аналогично относительное значение тока нагрузки  $i_n$  (7.2) может быть получено сложением относительного значения составляющей насыщения тока нагрузки

$$i_{n, s} = \frac{I_{n, s}}{I_{n, m}} \quad (15.3)$$

и относительного значения составляющей возбуждения

$$\underline{i}_{н, \omega} = \frac{\underline{i}_{н, \omega}}{I_{н, m}}. \quad (15.4)$$

В результате получим

$$\underline{i}_{н} = \underline{i}_{н, s} + \underline{i}_{н, \omega}. \quad (15.5)$$

Составляющая  $\underline{i}_{н, s}$  в случае материала с прямоугольной петлей (фиг. 134) совпадает с током нагрузки  $\underline{i}_{н}$ , полученным для сердечника с идеальной петлей  $B-H$  (фиг. 21). Поэтому, учитывая выражения (7.5) и (7.6), получим

$$\underline{i}_{н, s} = \frac{1 + \cos \alpha}{2}. \quad (15.6)$$

Составляющая возбуждения, полученная из фиг. 134,

$$I_{н, \omega} = I_X \frac{\alpha}{\pi}, \quad (15.7)$$

где  $I_X$  называется полным током возбуждения ДН с параллельно соединенными рабочими обмотками при нулевом токе управления и нормальном возбуждении (гл. 7, § 2). Из выражения (15.1)

$$I_X = \frac{Aw_c}{\omega_p^*} = \frac{H_c I_{сст.}}{0,4\pi \omega_p^*}. \quad (15.8)$$

Обозначая через  $\underline{i}_X$  относительное значение тока возбуждения, получаем

$$\underline{i}_X = \frac{I_X}{I_{н, m}}. \quad (15.9)$$

Из соотношений (15.4), (15.7) и (15.9)

$$\underline{i}_{н, \omega} = \underline{i}_X \frac{\alpha}{\pi}. \quad (15.10)$$

Полное относительное значение тока нагрузки (15.5), (15.6), (15.10)

$$\underline{i}_{н} = \frac{1 + \cos \alpha}{2} + \underline{i}_X \frac{\alpha}{\pi}. \quad (15.11)$$

В положительной области относительное значение ампервитков  $\underline{a}$ , полученное из выражений (7.1), (7.2), (7.3), (7.5), имеет вид

$$\underline{a} = \frac{1 + \cos \alpha}{2}, \quad (15.12)$$

а в отрицательной области

$$\underline{a} = - \frac{1 + \cos \alpha}{2}. \quad (15.13)$$

### § 15. Характеристика управления дросселя насыщения с введенной магнитной обратной связью

При применении положительной обратной связи в обычном ДН для получения того же значения тока нагрузки требуется меньшее число ампервитков управления (гл. 13, § 7). Более точно положительная обратная магнитная связь уменьшает  $\underline{a}$  на  $\underline{a}_{o.c.}$  (фиг. 112, А). Используя выражения (13.1) и (13.2), получим

$$\underline{a}_{o.c.} = \underline{i}_H h_B. \quad (15.14)$$

Поэтому в положительной области

$$\underline{a} = \frac{1 + \cos \alpha}{2} - h_B \underline{i}_H. \quad (15.15)$$

Относительное значение тока нагрузки  $\underline{i}_H$  остается неизменным, т. е.

$$\underline{i}_H = \frac{1 + \cos \alpha}{2} + \underline{i}_X \frac{\alpha}{\pi}. \quad (15.11)$$

Подставив (15.11) в (15.15), получим для положительной области следующее выражение:

$$\underline{a} = \frac{1 + \cos \alpha}{2} (1 - h_B) - h_B \underline{i}_X \frac{\alpha}{\pi}. \quad (15.16)$$

Для отрицательной области

$$\underline{a} = \frac{1 + \cos \alpha}{2} (-1 - h_B) - h_B \underline{i}_X \frac{\alpha}{\pi}. \quad (15.17)$$

### § 16. Характеристика управления амплитата

Как было показано в § 10, уравнения, выведенные для ДН с параллельно соединенными рабочими обмотками, применимы и для амплитата с  $h_B = 1$ . Таким образом (или прямо из рассмотрения фиг. 139 и 141) получается следующее выражение для относительного значения тока нагрузки амплитата:

$$\underline{i}_H = \frac{1 + \cos \alpha}{2} + \underline{i}_X \frac{\alpha}{\pi}. \quad (15.11)$$

Для положительной области

$$\underline{a} = -\underline{i}_X \frac{\alpha}{\pi}. \quad (15.18)$$

Для отрицательной области

$$\underline{a} = -(1 + \cos \alpha) - h_B \underline{i}_X \frac{\alpha}{\pi}. \quad (15.19)$$

### § 17. Коэффициент усиления по ампервиткам

Величина коэффициента усиления по ампервиткам может быть определена из (13.13) и выражений (15.11)—(15.19). Более просто коэффициент усиления по ампервиткам получается из (14.20). Отклонение  $\delta$ , полученное из равенства (13.24), с учетом выражений (15.11) и (15.12) равно

$$\delta = \frac{2}{\pi} \frac{l_X}{\sin \alpha}. \quad (15.20)$$

Коэффициент усиления по ампервиткам в положительной области

$$K_{AW}^* = \frac{1}{1 - h_B + \frac{(2/\pi) (l_X/\sin \alpha)}{1 - (2/\pi) (l_X/\sin \alpha)}}. \quad (15.21)$$

В отрицательной области

$$K_{AW}^* = \frac{1}{-1 - h_B - \frac{(2/\pi) (l_X/\sin \alpha)}{1 - (2/\pi) (l_X/\sin \alpha)}}. \quad (15.22)$$

При определенном коэффициенте усиления по ампервиткам коэффициент усиления по мощности  $K_P$  может быть подсчитан из (7.50), а динамический коэффициент усиления по мощности  $D_P$  и постоянная времени  $T_y$  из (14.21) и (14.19).

## АМПЛИСТАТ С НУЛЕВОЙ ПОЛНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

### § 1. Общие вопросы

Большинство применяемых в настоящее время усилителей собрано по схемам, изображенным на фиг. 138, 143, 145. Для этих схем в данной книге употребляется термин „амплистат“. Несмотря на то, что подобные схемы являются просто разновидностью ДН с параллельно соединенными рабочими обмотками и коэффициентом введенной магнитной обратной связи  $h_v = 1$  (в случае отсутствия обратного тока выпрямителя), несколько глав книги посвящено этим схемам из-за их чрезвычайно большого распространения.

Ниже сделаны обычные допущения: управляющее напряжение  $U$  состоит только из постоянной составляющей; сопротивление цепи управления  $R_y$  настолько мало, что имеется возможность свободного протекания четных гармоник тока; сердечник сделан из материала, обладающего идеальной прямоугольной петлей гистерезиса (гл. 15, § 3).

Во время интервала возбуждения ( $0 < \omega t < \alpha$ ) сопротивления току нагрузки ничтожно малы, во время же интервала насыщения ( $\alpha < \omega t < \pi$ ) можно пренебречь реактивными сопротивлениями, встречаемыми током нагрузки. Выпрямители имеют постоянное прямое сопротивление и бесконечно большое обратное сопротивление.

### § 2. Характеристика управления

Выражение для составляющей насыщения тока нагрузки  $I_{н, с}$ , полученное из соотношений (15.3), (15.6), (5.48), имеет вид

$$I_{н, с} = \frac{U}{R_{вых.}} \frac{1 + \cos \alpha}{2}. \quad (16.1)$$

Из равенств (15.7) и (15.8) при  $\omega_p^* = 1/2 \omega_p$  составляющая возбуждения тока нагрузки

$$I_{н, x} = \frac{2AW_c}{\omega_p} \frac{\alpha}{\pi}. \quad (16.2)$$

Используя выражения (14.5), (16.1) и (16.2), получим

$$I_n = I_{n, s} + I_{n, \omega} = \frac{U}{R_{\text{вых.}}} \frac{1 + \cos \alpha}{2} + 2 \frac{AW_c}{\omega_p} \frac{\alpha}{\pi}. \quad (16.3)$$

Из равенств (15.18), (15.9), (15.7), (16.2), (7.3) для положительной области ампервитки управления

$$I_y \omega_y = -\frac{1}{2} I_{n, \omega} \omega_p = -AW_c \frac{\alpha}{\pi}, \quad (16.4)$$

следовательно, угол насыщения

$$\alpha = -\frac{I_y \omega_y}{AW_c} \pi. \quad (16.5)$$

Подставив (16.5) в (16.3), получим для положительной области выражение для тока нагрузки в функции ампервитков управления в следующем виде:

$$I_n = \underbrace{\frac{U}{R_{\text{вых.}}} \frac{1 + \cos \frac{0,4\pi I_y \omega_y}{H_c I_{\text{от.}}} \pi}{2}}_{I_{n, s}} - \underbrace{2 \frac{I_y \omega_y}{\omega_p}}_{I_{n, \omega}}, \quad (16.6)$$

$$\text{при } -\frac{H_c I_{\text{от.}}}{0,4\pi \omega_y} \leq I_y \leq 0.$$

Очевидно, что ток нагрузки состоит из двух компонент — косинусной функции ( $I_{n, s}$ ) и линейной функции ( $I_{n, \omega}$ ) ампервитков управления.

За исключением окрестности  $\alpha = \pi$  (область возбуждения), преобладает составляющая  $I_{n, s}$ . Таким образом, в положительной области характеристика управления очень близка к косинусоиду и тангенс угла ее наклона обратно пропорционален величине коэрцитивной силы  $H_c$  динамической петли  $B-H$ .

При  $\alpha = \pi$

$$I_y \omega_y = -\frac{H_c I_{\text{от.}}}{0,4\pi}. \quad (16.7)$$

Используя соотношения (16.4) и (15.8), эти ампервитки управления при  $\alpha = \pi$  можно выразить через ток возбуждения  $I_X$  обычного ДН с параллельно соединенными рабочими обмотками следующим образом:

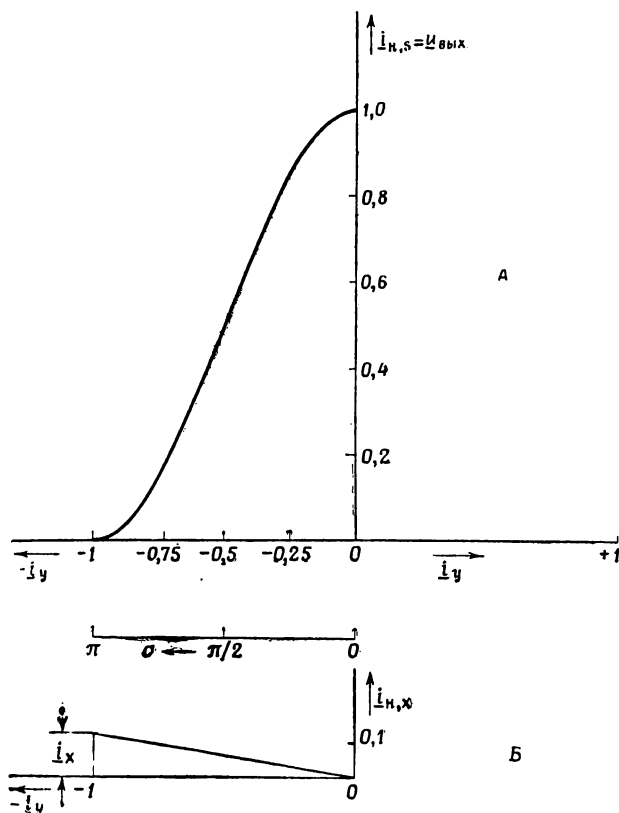
$$I_y \omega_y = -\frac{1}{2} I_X \omega_p. \quad (16.8)$$

В зависимости от того, какая из величин получается непосредственным измерением ( $H_c$  или  $I_X$ ), следует отдать предпочтение либо равенству (16.7), либо (16.8).



### § 3. Безразмерная обобщенная характеристика управления

В безразмерной форме характеристика управления любого амплистата с нулевым значением тока управления во время интервала



Фиг. 147. Характеристика управления амплистата с сердечниками из материала, обладающего прямоугольной петлей гистерезиса. А — зависимость относительного значения выходного напряжения  $u_{\text{вых}}$  и относительного значения тока нагрузки  $i_{\text{н,с}}$  от относительного значения тока управления  $i_y$ ; Б — зависимость относительного значения составляющей возбуждения  $i_{\text{н,х}}$  от относительного значения тока управления  $i_y$ . Относительное значение тока возбуждения  $i_x = 0,1$ .

насыщения и с сердечником из материала с прямоугольной петлей гистерезиса может быть выражена косинусоидой, если рассматривается только составляющая насыщения. Отклонение от косинусоиды

может иметь место из-за наличия линейной составляющей возбуждения, но обычно величина последней очень мала.

Обозначим относительное значение тока управления амплитата через  $\underline{i}_y$  и определим его следующим образом:

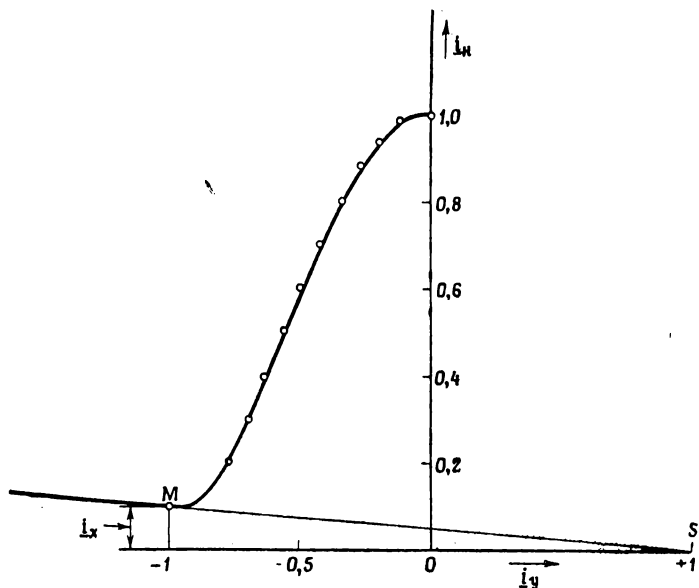
$$\underline{i}_y = \frac{I_y w_y}{AW_c}. \quad (16.9)$$

Из выражения (16.4)

$$\underline{i}_y = -\frac{\alpha}{\pi}. \quad (16.10)$$

Относительное значение составляющей насыщения тока нагрузки

$$\underline{i}_{n,s} = \frac{1 + \cos \alpha}{2}. \quad (15.6)$$



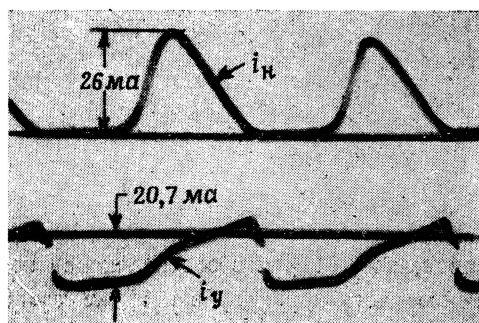
Фиг. 148. Характеристика управления амплитата ( $h=0$ ) с сердечниками из материала, обладающего прямоугольной петлей и относительным значением тока возбуждения  $\underline{i}_x = 0,1$ . Теоретическая кривая (из фиг. 147) представлена сплошной линией, экспериментальная — точками.

Относительное значение составляющей возбуждения тока нагрузки  $\underline{i}_{n,w}$ , полученное из равенств (15,4), (15,7), (15,9), (16,10), имеет вид

$$\underline{i}_{n,w} = -\underline{i}_x \underline{i}_y. \quad (16.11)$$

Зависимость составляющей насыщения  $i_{н,с}$  от относительного значения тока управления показана на фиг. 147, А, а составляющей возбуждения  $i_{н,в}$  — на фиг. 147, Б.

Полная характеристика управления получается сложением двух составляющих (фиг. 148); на этом же графике точками показаны результаты измерения на сердечниках из дельтамакса. Осциллограммы тока нагрузки  $i_n$  и тока управления  $i_y$  показаны на фиг. 149. Нетрудно заметить, что среднее значение тока управления в течение интервала насыщения равно нулю.



Фиг. 149. Кривые для амплистата ( $h = 0$ ) при работе в положительной области характеристики.

Вследствие того что не все допущения, лежащие в основе теории, выполняются на практике, часто не бывает такого хорошего, как показано на фиг. 148, совпадения теоретической характеристики с экспериментальной. Одна из главных причин расхождения между теорией и практикой заключается в конечном значении тока управления в течение интервала насыщения. В результате экспериментальная характеристика управления отклоняется влево или вправо от теоретической. Положение точки М (фиг. 148) при этом не изменяется. Другой причиной расхождения является наклон боковых ветвей петли В—Н, отличный от  $90^\circ$ . В гл. 17, § 6, 7 будет показано, что последнее может быть учтено введением поправочного коэффициента.

В отрицательной области характеристика управления определяется равенствами (15.6), (15.19); как аппроксимация может быть использовано следующее выражение:

$$I_n \simeq \frac{1}{2} I_x - \frac{I_y \omega_y}{\omega_p}. \quad (16.12)$$

Соответствующим графическим выражением является продолжение прямой линии, соединяющей точку  $S(1,0)$  с  $M(-1, i_x)$  (фиг. 148).

#### § 4. Коэффициент усиления по ампервиткам

Коэффициент усиления по ампервиткам может быть получен дифференцированием характеристик управления (16.6). Более быстро он может быть получен из выражений (15.21), (15.22), если считать, что  $h_b = 1$ . Коэффициент усиления по ампервиткам  $K_{AW}$  определяется выражением (7.45). Из равенств (15.21) и (7.48) коэффициент усиления по ампервиткам для положительной области при  $w_p^* = (1/2)w_p$  равен

$$K_{AW} = \frac{1}{i_x} \pi (\sin \alpha) - 2. \quad (16.13)$$

Составляющая насыщения

$$K_{AW, s} = \frac{1}{i_x} \pi \sin \alpha, \quad (16.14)$$

а составляющая возбуждения

$$K_{AW, w} = 2. \quad (16.15)$$

Может быть показано [16.1], что составляющая насыщения  $K_{AW, s}$  при  $\alpha = \pi/2$  (средняя часть характеристики) не зависит от тангенса угла наклона ветвей петли  $B-H$ , пока его величина не меньше, чем  $B_s/H_c$  (гл. 17, § 7).

Учитывая (16.12) для отрицательной области получим приближительное равенство

$$K_{AW, -} = -1. \quad (16.16)$$

Для любого заданного отношения числа витков при известном коэффициенте усиления по ампервиткам легко подсчитать величину коэффициента усиления по току  $K_I = dI_n/dI_y$ .

Интересно отметить, что величина коэффициента усиления по ампервиткам является показателем эффективности схемы амплитастата по сравнению со схемой обычного дросселя насыщения с параллельно соединенными рабочими обмотками. Последний имеет постоянный коэффициент усиления по ампервиткам, равный 2 (7.46). Отношение  $K_{AW, s}/2$  показывает, во сколько раз коэффициент усиления по ампервиткам амплитастата больше, чем у обычного дросселя насыщения с параллельно соединенными рабочими обмотками (пренебрегая токами возбуждения). Среднее значение  $K_{AW, s}$  во всей положительной области управления (16.14) равно  $2/i_x$ . Исходя из этого, можно отметить, что коэффициент усиления по ампервиткам амплитастата больше в  $1/i_x$  раз, чем у обычного ДН с параллельно соединенными рабочими обмотками. Таким образом, эффективность схемы амплитастата определяется значением  $1/i_x$ . Поэтому желательно иметь меньшее относительное значение тока возбуждения.

В табл. 2 приведены значения коэффициентов усиления по ампервиткам и динамического коэффициента усиления по мощности для различных магнитных усилителей. Эти данные были получены с селеновыми выпрямителями и, следовательно, отражают влияние обратных токов выпрямителей (13.22). Выпрямители не выбирались с точки зрения минимальных обратных токов, специально не выбирались и материалы сердечников. Сердечники были собраны из двух наборов П-, I-образных пластин с двойной шириной I-образных пластин по сравнению с П-образными в соответствии с фиг. 53. Усилитель соединен по схеме амплистата постоянного тока. Значения выходной мощности и динамического коэффициента усиления по мощности приведены для коэффициента формы  $k_f = 1$ .

Таблица 2

**Коэффициент усиления по ампервиткам и динамический коэффициент усиления по мощности амплистатов с селеновыми выпрямителями**

Выходная мощность амплистата, <i>вт</i>	Частота питания, <i>гц</i>	Сердечник			Коэффициент усиления по ампервиткам $K_{AW}$	Динамический коэффициент усиления по мощности	
		материал	толщина пластин, <i>мм</i>	ширина стержней переменного тока, <i>мм</i>		$\Delta P$ на период	$D_P$ на сек.
1	60	Муметалл	0,5	9,5	75	65	3 900
	400	"	0,25	4,75	75	65	26 000
10	60	Никаллой	0,35	9,5	102	106	6 350
	400	Муметалл.	0,25	9,5	90	93	37 200
	400	"	0,125	6,25	160	166	66 400
	60	Текстурованная сталь	0,35	16	55	74	4 440
100	60	Дельтамакс	0,125	16	150	202	12 200
	400	Никаллой	0,35	13	86	116	46 500
1000	60	Текстурованная сталь	0,35	25,4	80	114	6 840

### § 5. Коэффициент усиления по мощности

Коэффициент усиления по мощности определяется выражением (7.50). Подставив (16.13) в (7.50), получим следующее выражение для коэффициента усиления по мощности в положительной области:

$$K_P = \left( \frac{1}{i_X} \pi \sin \alpha - 2 \right)^2 \frac{R_\pi}{R_Y} \left( \frac{\omega_Y}{\omega_P} \right)^2 k_f^2 \quad (16.17)$$

откуда следует, что, чем меньше величина относительного значения тока возбуждения  $I_X$ , тем больше коэффициент усиления. В линейной области (в окрестности точки  $\alpha = \pi/2$ ) величина коэффициента усиления по мощности приблизительно обратно пропорциональна квадрату относительного значения тока возбуждения  $I_X$ .

### § 6. Постоянная времени

В случае отсутствия контуров для вихревых токов, сцепленных с обмотками управления, постоянная времени  $T_y$  в положительной области определяется выражением (14.19). Из равенств (15.20) и (15.9) при  $\omega_p^* = (1/2)\omega_p$

$$T_y = \frac{1}{2f} \frac{1}{I_X} \frac{U}{R_y} \left( \frac{\omega_y}{\omega_p} \right)^2 \pi \sin \alpha. \quad (16.18)$$

Постоянная времени не постоянна в полном смысле слова, а меняется с изменением угла  $\alpha$ , достигая максимума на линейной части характеристики управления ( $\alpha = \pi/2$ ). Однако это обстоятельство не препятствует применению постоянной времени к диаграммам Боде и Найквиста, так как эти диаграммы могут быть основаны на приращениях величин.

Выражение (16.18) особенно удобно для расчетов постоянной времени, если известна или может быть определена экспериментально величина тока возбуждения  $I_X$  дросселя насыщения с параллельно соединенными рабочими обмотками.

Если известны величины индукции насыщения  $B_s$  и коэрцитивной силы  $H_c$  динамической петли  $B-H$ , выражение (16.18) может быть переписано в следующем виде:

$$T_y = \left( 0,4\pi \frac{B_s}{H_c} \frac{S_{ст.}}{l_{ст.}} \omega_y^2 10^{-8} \pi \sin \alpha \right) \frac{1}{R_y}. \quad (16.19)$$

В том случае, когда имеется характеристика управления схемы амплитата, величина постоянной времени может быть получена из уравнения (14.29) при заданном значении коэффициента усиления по ампервиткам. Из равенства (15.20) при  $\omega_p^* = (1/2)\omega_p$

$$T_y = \frac{1}{2f} K_{AW} \frac{R_{внх.}}{R_y} \left( \frac{\omega_y}{\omega_p} \right)^2 \frac{1}{1 - \frac{2}{\pi} \frac{I_X}{\sin \alpha}}. \quad (16.20)$$

Иногда легко определить величины потерь в сердечниках для различных толщин пластин, колебаний потока и частот. Постоянная времени управления  $T_y$  через потери в сердечнике может быть выражена следующим образом.

В общем случае потери в сердечнике

$$W_{ст.} = \frac{V_{ст.}}{4\pi l} \int H dB \cdot 10^{-7} \text{ джоуль}, \quad (16.21)$$

где интеграл берется по петле гистерезиса, снятой на рабочей частоте и синусоидальном потоке, а  $V_{ст.}$  определяет эффективный объем (в см<sup>3</sup>) материала одного сердечника

$$V_{ст.} = S_{ст.} l_{ст.} \quad (16.22)$$

Для материала с прямоугольной петлей и при  $\alpha = \pi$  интеграл равен  $4B_s H_c$ , и потери в сердечнике достигают своего максимального значения

$$W_{ст., м} = \frac{1}{\pi} V_{ст.} H_c B_s \cdot 10^{-7} \text{ джоуля.} \quad (16.23)$$

Из равенств (16.22), (16.23), (16.19)

$$T_y = \frac{W_{ст., м}}{I_{y, м}^2 R_y} \frac{\pi}{4} \sin \alpha. \quad (16.24)$$

Член  $I_{y, м}^2 R_y$  выражает величину максимальных потерь в цепи управления при работе в положительной области характеристики.

$$P_{y, м} = I_{y, м}^2 R_y. \quad (16.25)$$

Таким образом, постоянная времени может быть выражена через потери в сердечнике  $W_{ст., м}$  и потери в меди  $P_{y, м}$ :

$$T_y = \frac{W_{ст., м}}{P_{y, м}} \frac{\pi}{4} \sin \alpha. \quad (16.26)$$

Постоянная времени, подсчитанная в этом параграфе, не включает в себя ни запаздывания, вызываемого контурами, сцепленными с обмоткой управления, такими, например, как цепи смещения, рабочие цепи или контуры вихревых токов в сердечнике, ни времени чистого запаздывания (гл. 14, § 8; гл. 10, § 11). Обратные токи выпрямителя учтены только уравнением (16.20).

Запаздывание, вызываемое вихревыми токами, невозможно точно выразить через постоянную времени. Понятие постоянной времени основано на экспоненциальном переходном процессе, вызванном скачкообразным изменением какой-либо величины. Из-за наличия поверхностного эффекта переходный процесс в контурах вихревых токов не будет строго экспоненциальным [16.2], [16.4]. Тем не менее влияние вихревых токов на постоянную времени магнитного усилителя выражается постоянными времени, равными от 0,5 до 3 периодов [15.2].

На фиг. 76 было показано, что для достижения установившегося состояния требуется промежуток времени, равный приблизительно тройному значению постоянной времени, предполагая, что новое установившееся значение выходной величины вызывается изменившимся значением входной величины. Однако если величина изменения входной величины превышает изменение, требуемое для получения данной выходной величины, то промежуток времени, необходимый

для ее достижения, может быть уменьшен. Это обстоятельство отмечается в связи с данными выше минимальными значениями постоянных времени магнитных усилителей. Не следует понимать, что если минимальная постоянная времени равна, скажем, 2 периодам, то нельзя получить необходимое значение выходной величины за время, меньшее приблизительно 6 периодов. Путем увеличения изменения управляющего напряжения требуемое значение выходной величины может быть получено значительно быстрее. Например, если усилитель работает при  $\alpha = \pi$ , то полный выходной сигнал ( $\alpha = 0$ ) может быть получен за  $1/2$  периода, если управляющее напряжение  $U_y \simeq U(\omega_y/\omega_p)$  прикладывается при нулевом значении напряжения питания. Такое время действия иногда называют полупериодным. Другие схемы, дающие запаздывание в полпериода, рассматриваются в гл. 27, § 3.

Если к амплистатам прикладывается отрицательное управляющее напряжение, рабочие цепи становятся связанными с цепью управления. В амплистатах постоянного тока ток, индуцированный в рабочей обмотке, должен пройти сопротивление нагрузки и прямое сопротивление выпрямителя. Эти сопротивления настолько уменьшают величину индуцированного тока, что постоянная времени „спадания“ приблизительно равна постоянной времени „нарастания“. И, наоборот, индуцированный ток в амплистате переменного тока не проходит через сопротивление нагрузки; более того, прямое сопротивление выпрямителей в этом случае значительно меньше из-за меньшего количества требуемых шайб, так как в амплистате переменного тока обратное напряжение на выпрямителе невелико. В результате во время „спадания“ в рабочих обмотках индуцируется значительный ток и постоянная времени „спадания“ обычно в 2—4 раза больше постоянной времени „нарастания“.

Если, однако, в амплистате переменного тока число выпрямительных шайб увеличено в расчете на то, что линейное напряжение может быть приложено к каждому выпрямительному столбику (что действительно может быть во время включения переменного тока), то прямое сопротивление выпрямителей становится настолько большим, что рабочая цепь оказывается по существу не сцепленной с цепью управления, и измеренная постоянная времени „спадания“ практически становится равной постоянной времени „нарастания“.

В амплистатах переменного тока, в которых нежелательно увеличение числа выпрямительных шайб и недопустима постоянная времени „спадания“, большая, чем „нарастания“, часто в рабочую цепь включается добавочное сопротивление.

Следует отметить, что уравнения, выведенные в этом параграфе, не могут быть применены для нижней части характеристики управления, соответствующей работе амплистата в положительной и отрицательной областях, а также в области возбуждения. Вследствие того, что время переходного процесса в интервале возбуждения может

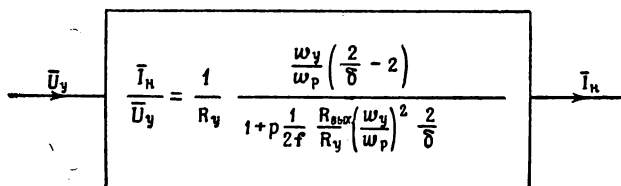


изменяться в широком диапазоне, завися от относительного возбуждения и величины управляющего напряжения (гл. 10, § 11), постоянная времени магнитного усилителя не может быть описана данными выше методами вблизи области возбуждения или при работе в ней.

Так как на практике нет резкого различия между нормальным возбуждением, недовозбуждением и перевозбуждением, некоторые остаточные влияния чистого запаздывания также могут наблюдаться в нормально возбужденных амплистатах. Остаточное чистое запаздывание выявляется при работе амплистата вблизи нижнего колена характеристики. В этой области может наблюдаться значительное время запаздывания. Когда это нежелательно, в качестве меры по уничтожению запаздывания может быть применено перевозбуждение. Было найдено, что относительное возбуждение  $x = 1,15$  достаточно для уничтожения запаздывания в окрестности нижнего колена характеристики.

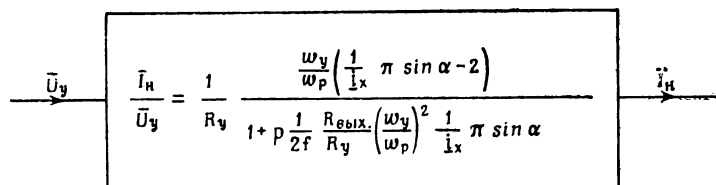
### § 7. Структурная схема амплистата

Структурная схема может быть получена, используя коэффициент усиления и постоянную времени, определенные в §§ 4 и 6. Для



Фиг. 150. Структурная схема дросселя насыщения с  $h_B = 1$  или амплистата с  $h = 0$ ; в обоих случаях активная нагрузка.

положительной области структурная схема показана на фиг. 150. Она может быть также получена для амплистата с нулевым обрат-



Фиг. 151. Структурная схема дросселя насыщения с сердечником из материала, обладающего прямоугольной петлей гистерезиса.

ным током выпрямителя из фиг. 125, если считать  $h = 0$ . В случае материала с прямоугольной петлей гистерезиса значение  $\delta$  может

быть подставлено из (15.20). В результате получается структурная схема, изображенная на фиг. 151.

Если желательно ввести время чистого запаздывания (гл. 14, § 8), передаточные функции, изображенные на фиг. 150, 151, следует умножить на  $K_{ч. з.} G_{ч. з.}$  (14.49). Значение чистого запаздывания  $T_{ч. з.}$  в средней части характеристики ( $u_{вых.} = 0,5$ ;  $\alpha = \pi/2$ ) получается из уравнения (14.48) при  $h_b = 1$  [10.22].

### § 8. Динамический коэффициент усиления по мощности

Из равенств (14.21) и (15.20) при  $\omega_p^* = (1/2)\omega_p$  динамический коэффициент усиления по мощности для положительной области

$$D_P = 2f K_{AW} \frac{R_n}{R_{вых.}} k_f^2 \left(1 - \frac{2}{\pi} \frac{l_x}{\sin \alpha}\right). \quad (16.27)$$

Это уравнение справедливо независимо от величины обратного тока выпрямителя. Отношение  $R_n/R_{вых.}$  изменяется в небольших пределах, а именно от 0,5 — для маленьких дросселей — до 0,8—0,9 — для больших дросселей. Член  $1 - (2/\pi)(l_x/\sin \alpha)$  на линейном участке характеристики обычно близок к единице. Следовательно, определяющими параметрами являются частота  $f$  и коэффициент усиления по ампервиткам  $K_{AW}$ . При данной частоте коэффициент усиления по ампервиткам является основным параметром, определяющим величину динамического коэффициента усиления по мощности.

Подставив выражение (16.13) в (16.27), получим

$$D_P = 2f \frac{1}{l_x} \frac{R_n}{R_{вых.}} \pi \sin \alpha k_f^2 \left(1 - \frac{2}{\pi} \frac{l_x}{\sin \alpha}\right)^2. \quad (16.28)$$

откуда видно, что, чем меньше относительное значение тока возбуждения  $l_x$  обычного ДН, тем больше величина динамического коэффициента усиления по мощности у амплитата.

Динамический коэффициент усиления по мощности может быть также выражен через значения индукции насыщения  $B_s$  и коэрцитивной силы  $H_c$  динамической петли

$$D_P = 4f^2 \frac{R_n}{R_{вых.}^2} 0,4\pi^2 \frac{B_s}{H_c} \frac{S_{ст.}}{l_{ст.}} \omega_p^2 10^{-8} \sin \alpha k_f^2 \left(1 - \frac{2}{\pi} \frac{l_x}{\sin \alpha}\right)^2. \quad (16.29)$$

В том случае когда динамическая петля неизвестна, но известны потери в сердечнике  $W_{ст., m}$  (джоуль в период) и максимальная выходная мощность  $P_{н, m}$  (в ваттах) (7.26), динамический коэффициент усиления по мощности

$$D_P = \frac{P_{н, m}}{W_{ст., m}} \pi \sin \alpha \left(1 - \frac{2}{\pi} \frac{l_x}{\sin \alpha}\right) \left| \left(1 - \frac{2}{\pi} \frac{l_x}{\sin \alpha}\right) \right|. \quad (16.30)$$

Основные значения динамического коэффициента усиления по мощности даны в табл. 2 (см. § 4), где приведены данные, относящиеся к шихтованным сердечникам. Если используются витые сердечники, то возможно, что коэффициент усиления по ампервиткам и динамический коэффициент усиления по мощности возрастут приблизительно на две трети. При одной и той же выходной мощности конструкция с витыми сердечниками приблизительно на одну треть легче, чем конструкция с шихтованными сердечниками.

### § 9. Ток возбуждения

Значение относительного тока возбуждения  $i_x$  можно выразить через значения параметров сердечника. Поток насыщения  $\Phi_s$  и индукция насыщения  $B_s$  связаны соотношением, подобным (1.8):

$$\Phi_s = B_s S_{ст.}, \quad (16.31)$$

где  $S_{ст.}$  — эффективное сечение сердечника. Используя выражения (15.8), (15.9), (5.47) и (5.31), получим

$$i_x = \frac{R_{вых.}}{2f0,4\pi (B_s/H_c) (S_{ст.}/l_{ст.}) \omega_p^2 10^{-8}}. \quad (16.32)$$

Относительное значение тока возбуждения может быть также выражено через величину потерь в сердечнике  $P_{ст., м}$  (в ваттах) и максимальную величину выходной мощности  $P_{н, м}$  (в ваттах):

$$i_x = 2 \frac{P_{ст., м}}{P_{н, м}} \frac{R_n}{R_{вых.}} k_f^2, \quad (16.33)$$

где  $P_{ст., м}$  выражается через величину потерь в сердечнике за период  $W_{ст., м}$  (16.21) следующим образом:

$$P_{ст., м} = W_{ст., м} f. \quad (16.34)$$

### § 10. Проницаемость материала, обладающего прямоугольной петлей гистерезиса

Отношение  $B_s/H_c$  называется проницаемостью  $\mu_{пр.}$  материала с прямоугольной петлей, т. е.

$$\mu_{пр.} = \frac{B_s}{H_c}. \quad (16.35)$$

При определении  $\mu_{пр.}$  из действительной петли  $B-H$  член  $B_s$  в (16.35) заменяется амплитудой действительной индукции.

Проницаемость идеального материала является абстрактной величиной; не следует понимать, что качество материала с прямоугольной петлей гистерезиса может быть выражено однозначной прямой  $B-H$ , тангенс угла наклона которой равен  $\mu_{пр.}$

В табл. 3, 4 приведены значения проницаемостей различных материалов с прямоугольной петлей гистерезиса, используемых в магнитных усилителях. Данные приведены для шихтованных сердечников, за исключением сердечников из мопермаллоя и супермаллоя, которые сделаны витыми. Синусоидальный и симметричный поток в сердечнике, изменяясь, достигает значения потока насыщения  $B_m$ . Величина  $B_m$  обычно меньше значения индукции полного насыщения  $B_s$ . Коэрцитивная сила, соответствующая изменению потока  $B_m$ , обозначается через  $H_c, m$ . Отношение  $B_m/H_c, m$  рассматривается как проницаемость  $\mu_{пр}$  материала с прямоугольной петлей гистерезиса при амплитуде потока  $B_m$ .

Таблица 3

Свойства материалов сердечников на частоте 60 гц

Материал сердечника	Толщина пластин, мм	Проницаемость материала, обладающего прямоугольной петлей гистерезиса, гаусс/эрстед	Коэрцитивная сила $H_c, m$ , эрстед	Амплитуда индукции $B_m$ , гаусс	Дифференциальная проницаемость $\mu_d, o$ , гаусс/эрстед
Муметалл . . . .	0,5	23 000	0,24	$\pm 5\ 600$	31 000
Текстурованная сталь . . . . .	0,35	25 700	0,72	$\pm 18\ 500$	30 000
Никаллой . . . .	0,35	31 400	0,42	$\pm 13\ 200$	59 000
Муметалл . . . .	0,25	32 500	0,172	$\pm 5\ 600$	44 400
Дельтамакс . . .	0,125	63 000	0,23	$\pm 14\ 000$	180 000
Мопермаллой . .	0,025	86 300	0,073	$\pm 6\ 300$	200 000
Супермаллой . .	0,1	200 000	0,034	$\pm 6\ 800$	480 000

Таблица 4

Свойства материалов сердечников на частоте 400 гц

Материал сердечника	Толщина пластин, мм	Проницаемость материала, обладающего прямоугольной петлей гистерезиса, гаусс/эрстед	Коэрцитивная сила $H_c, m$ , эрстед	Амплитуда индукции $B_m$ , гаусс	Дифференциальная проницаемость $\mu_d, o$ , гаусс/эрстед
Муметалл . . . .	0,5	4 600	1,22	$\pm 5\ 600$	5 300
Текстурованная сталь . . . . .	0,35	7 000	2,65	$\pm 18\ 500$	19 300
Никаллой . . . .	0,35	9 900	1,33	$\pm 13\ 200$	13 000
Муметалл . . . .	0,125	20 800	0,27	$\pm 5\ 600$	24 000
Дельтамакс . . .	0,125	34 500	0,42	$\pm 14\ 600$	120 000

Тангенс угла наклона динамической петли гистерезиса при  $B=0$  называется дифференциальной проницаемостью  $\mu_{d,0}$  и является показателем того, насколько действительная петля близка к прямоугольной.

Следует иметь в виду, что, помимо химических примесей, качество сердечника зависит от множества других факторов, таких, как технология термической обработки, изоляция пластин, способ обращения с ними, качество сборки сердечников и т. п. Поэтому могут иметь место расхождения с данными, приведенными в табл. 3, 4.

Ширина петли гистерезиса обуславливается, в частности, величиной вихревых токов. Уменьшение толщины пластин уменьшает вихревые токи и, следовательно, увеличивает проницаемость материала с прямоугольной петлей (см. табл. 3, муметалл толщиной 0,25 и 0,5 мм).

При работе на повышенной частоте увеличиваются потери на вихревые токи, и проницаемость  $\mu_{пр}$  уменьшается, как показано в табл. 4 (ср. с данными табл. 3, муметалл толщиной 0,5 мм, никаллой толщиной 0,35 мм). Подобное уменьшение проницаемости  $\mu_{пр}$  может быть предотвращено уменьшением толщины пластин (см. табл. 4, муметалл толщиной 0,125 и 0,5 мм).

## § 11. Оценка свойств сердечников

Наиболее важными параметрами магнитных усилителей обычно являются выходная мощность  $P_n$ , коэффициент усиления по мощности  $K_P$  и постоянная времени  $T_y$  обмотки управления. Два последних параметра выражаются через динамический коэффициент усиления  $D_P$ . Для оценки влияния материала сердечников следует заменить один материал в ДН другим, оставляя без изменения конфигурацию сердечника. Свойства материала сердечника будут определены значениями индукции насыщения  $B_s$  и коэрцитивной силы  $H_c$  динамической петли гистерезиса. Последующая оценка основывается на допущениях, сделанных в начале этой главы. Следует отметить, что для точных конструкторских расчетов требуется больше данных относительно свойств материалов сердечников. Для анализов в первом приближении можно считать достаточным знание величин  $B_s$  и  $H_c$ .

**Выходная мощность  $P_n$ .** Для получения максимальной выходной мощности нагрузка должна соответствовать рабочей обмотке ДН и выпрямителю. При подобранном, т. е. постоянном, сопротивлении нагрузки и материале сердечника с более высокой индукцией насыщения  $B_s$  линейное напряжение  $U$  может быть соответственно увеличено (5.31). Выходная мощность увеличится пропорционально  $U^2$  и, соответственно,  $B_s^2$ . В результате увеличения тока нагрузки увеличится температура обмотки и для определенной величины напряжения  $U_1$ , соответствующей  $B_{s,1}$ , будет достигнута максимально

допустимая температура обмотки. Если заменить один материал сердечника другим так, чтобы  $B_s > B_{s,1}$ , то линейное напряжение снова может быть увеличено. Однако, для того чтобы не превысить максимальную температуру обмотки, ток нагрузки должен остаться постоянным. Это означает, что должно быть увеличено сопротивление нагрузки  $R_n$ . Можно показать, что сопротивление нагрузки должно увеличиться в соответствии с отношением  $R_n/R_{\text{вых.}} = 1 - (1/2)(U_1/U)$ . Тогда выходная мощность увеличится пропорционально увеличению  $(2U - U_1)U_1$ . Соответствующие выражения для индукций показаны в табл. 5.

Таблица 5

**Влияние индукции насыщения  $B_s$ , коэрцитивной силы  $H_c$  и проницаемости материала  $\mu_{\text{пр.}}$ , обладающего прямоугольной петлей гистерезиса, на параметры магнитного усилителя**

	Выходная мощность $P_n$	Коэффициент усиления по мощности $K_P$	Постоянная времени $T$	Динамический коэффициент усиления $D_P$
Работа магнитного усилителя с максимальной отдачей мощности	$B_s^2$	$\left(\frac{B_s}{H_c}\right)^2 \equiv \mu_{\text{пр.}}^2$	$\frac{B_s}{H_c} \equiv \mu_{\text{пр.}}$	$\frac{B_s}{H_c} \equiv \mu_{\text{пр.}}$
Работа магнитного усилителя при максимальной температуре обмотки	$(2B_s - B_{s,1})B_{s,1}$	$\frac{(2B_s - B_{s,1})B_{s,1}}{H_c^2}$	$\frac{B_s}{H_c} \equiv \mu_{\text{пр.}}$	$\frac{\left(2 - \frac{B_{s,1}}{B_s}\right)B_{s,1}}{H_c}$

**Коэффициент усиления по мощности  $K_P$ .** Из равенств (16.17) и (16.32) следует, что  $K_P$  обратно пропорционален  $H_c^2$ .

**Постоянная времени  $T_y$ .** Постоянная времени  $T_y$  пропорциональна проницаемости  $\mu_{\text{пр.}}$  материала, обладающего прямоугольной петлей гистерезиса (16.19).

**Динамический коэффициент усиления по мощности  $D_P$ .** Значения  $D_P$ , полученные из (10.78) и данных выше соотношений, приведены в табл. 5.

Из сказанного выше следует, что всегда желательна малая величина коэрцитивной силы  $H_c$  динамической петли и в большинстве случаев — высокая индукция насыщения  $B_s$ .

Распространение предложенной теории на случай петли  $B-H$  с наклонными боковыми сторонами, но горизонтальными верхней и нижней ветвями показывает, что на линейном участке характеристики (в окрестности  $\alpha = \pi/2$ ) конечная величина тангенса угла на-

клона не влияет на максимальное значение выходной мощности, коэффициент усиления и постоянную времени при условии, что тангенс угла наклона меньше проницаемости  $\mu_{\text{пр.}}$  материала, обладающего прямоугольной петлей гистерезиса.

## § 12. Законы подобия

Законы подобия [4.12], [16.3] служат для расчета амплистата любого размера, если известны данные аналогичного амплистата, полученные, например, опытным путем. Чем меньше различаются по размерам известный и неизвестный амплистаты, тем точнее соблюдаются законы подобия.

Подобный амплистат получается из своего прототипа путем увеличения или уменьшения всех размеров в одном и том же отношении при использовании того же материала для сердечников и того же типа выпрямителей. Значения индукции, частоты питания, обратного напряжения на выпрямителе на одну шайбу, плотности прямого тока выпрямителя, а также характеристики выпрямителя в прямом и обратном направлении остаются теми же. Кроме того, площадь окна сердечника заполняется обмотками ДН в определенном соотношении. Естественно, что подобные усилители собираются по одной схеме. Последующие анализы относятся к ДН с шихтованными сердечниками.

Максимальная выходная мощность  $P_{н, м}$  (при  $\alpha = 0$ ), которая может быть получена в нагрузке, равна

$$P_{н, м} = \frac{U^2}{4R_p^*} k_f^2 \frac{4n}{(1+n)^2}. \quad (7.29)$$

Для амплистата

$$R_p^* = R_p + R_{в, пр.} \quad (16.36)$$

Пусть число витков рабочей обмотки  $w_p$  остается неизменным; тогда соответствующая величина линейного напряжения  $U$  на ДН будет изменяться с изменением сечения сердечника, т. е. пропорционально квадрату линейного размера  $d$  (например, ширины стержня) ДН

$$U = k_u d^2, \quad (16.37)$$

где  $k_u$  — постоянная величина.

Так как площадь окна сердечника увеличивается пропорционально  $d^2$ , средняя длина одного витка рабочей обмотки увеличивается пропорционально  $d$ . Следовательно, сопротивление рабочей обмотки  $R_p$  может быть выражено следующим образом:

$$R_p = k_r d, \quad (16.38)$$

где  $k_r$  — постоянная величина.

Прямое сопротивление выпрямителя  $R_{в, пр.}$  может быть связано с  $R_p$  множителем  $\rho$ , т. е.

$$R_{в, пр.} = \rho R_p. \quad (16.39)$$

Из последних пяти равенств

$$P_{н, м} = \frac{k_u^2 k_f^2}{4k_r(1+\rho)} \frac{4n}{(1+n)^2} d^5. \quad (16.40)$$

Для усилителя с согласованной нагрузкой ( $n=1$ ) выходная мощность увеличивается пропорционально пятой степени линейных размеров ДН. Очевидно также, что величина обратной связи не входит в уравнение при условии, что ДН остаются подобными.

С увеличением размеров ДН увеличивается также его температура. Если учитывать выделение тепла только в рабочих обмотках, то потери в меди

$$P_{м, р} = I_{н, м}^2 R_p k_f^2. \quad (16.41)$$

Подставив значение  $I_{н, м}$  из (7.32) и учитывая предыдущие равенства, получим

$$P_{м, р} = \frac{k_u^2 k_f^2}{4k_r(1+\rho)^2} \frac{4}{(1+n)^2} d^5. \quad (16.42)$$

Поверхность охлаждения  $S$  дросселя насыщения увеличивается пропорционально  $d^2$ . Температура перегрева  $\vartheta$  рабочих обмоток пропорциональна  $P_{м, р}/S$ , следовательно:

$$\vartheta = k_\vartheta \frac{4}{(1+n)^2} d^3, \quad (16.43)$$

где  $k_\vartheta$  — постоянная величина. В дросселе с согласованной нагрузкой ( $n=1$ ) увеличение температуры рабочей обмотки происходит пропорционально третьей степени линейных размеров. При частоте 60 гц ДН с согласованной нагрузкой достигает температуры 55° при выходной мощности порядка нескольких ватт; при 400 гц эта же температура достигается при мощности, близкой к 1 вт.

Обозначим через  $d_1$  тот размер ДН с согласованной нагрузкой, при котором достигается максимально допустимая температура  $\vartheta_1$ . Из выражения (16.43)

$$\vartheta_1 = k_\vartheta d_1^3. \quad (16.44)$$

Чтобы не превышать максимально допустимую температуру для ДН, когда  $d > d_1$ , следует отказаться от согласования нагрузки. Из соотношений (16.43) и (16.44) показатель согласования

$$n = 2 \left( \frac{d}{d_1} \right)^{3/2} - 1. \quad (16.45)$$



Обозначив выходную мощность ДН при  $d = d_1$  через  $P_{н, м, 1}$ , получим из равенства (16.40) отношение  $P_{н, м} / P_{н, м, 1}$  в виде

$$\frac{P_{н, м}}{P_{н, м, 1}} = \left(\frac{d}{d_1}\right)^5 \frac{4n}{(1+n)^2}. \quad (16.46)$$

В случае согласованной нагрузки ( $n = 1$ ,  $d \leq d_1$ ,  $\vartheta \leq \vartheta_1$ )

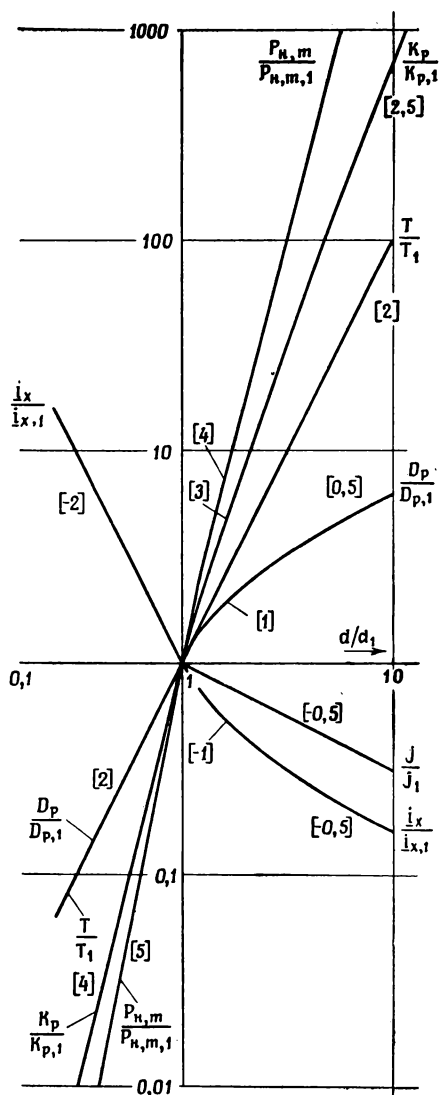
$$\frac{P_{н, м}}{P_{н, м, 1}} = \left(\frac{d}{d_1}\right)^5. \quad (16.47)$$

В случае ограничения по нагреву ( $\vartheta = \vartheta_1$ ,  $d > d_1$ ,  $n > 1$ ) из равенств (16.45) и (16.46)

$$\frac{P_{н, м}}{P_{н, м, 1}} = \left(\frac{d}{d_1}\right)^2 \left[ 2 \left(\frac{d}{d_1}\right)^{3/2} - 1 \right]. \quad (16.48)$$

Уравнения (16.47) и (16.48) представлены на фиг. 152 графически в функции отношения  $d/d_1$ . Выходная мощность в случае согласованной нагрузки увеличивается пропорционально пятой степени линейных размеров, что показано на фиг. 152 цифрой пять, заключенной в скобки. При увеличении отношения  $d/d_1$  до достижения области предельных температур показатель степени 5 уменьшается и достигает значения, равного 3,5 для очень больших значений отношения  $d/d_1$ .

На практике возможны расхождения с данными выше



Фиг. 152. Качество амплистата ( $h = 0$ ) в зависимости от относительного размера  $d/d_1$  ширины стержня сердечника.

Цифры в скобках обозначают показатель степени при  $d/d_1$ ;  $P_{н, м} / P_{н, м, 1}$ ,  $D_p / D_{p, 1}$ ,  $T / T_1$ ,  $K_p / K_{p, 1}$ ,  $J / J_1$ ,  $i_x / i_{x, 1}$  — отношения соответственно максимальных выходных мощностей, динамических коэффициентов усиления, постоянных времени, коэффициентов усиления по мощности, плотностей тока в рабочей обмотке, относительных значений тока возбуждения.

теоретическими величинами. Например, коэффициент заполнения по меди обычно увеличивается с увеличением размеров ДН, поэтому показатель степени в случае ограничения по нагреву (16.48) будет несколько больше.

*Динамический коэффициент усиления по мощности  $D_P$ .* Отношение  $D_P/D_{P,1}$  получается из (16.30), если пренебречь членами в круглых скобках:

$$\frac{D_P}{D_{P,1}} = \frac{P_{н, м}/W_{ст., м}}{P_{н, м, 1}/W_{ст., м, 1}} = \frac{P_{н, м}}{P_{н, м, 1}} \frac{W_{ст., м, 1}}{W_{ст., м}}. \quad (16.49)$$

Отношение потерь в сердечнике, очевидно, равно

$$\frac{W_{ст., м, 1}}{W_{ст., м}} = \left(\frac{d_1}{d}\right)^3. \quad (16.50)$$

Следовательно, отношение динамических коэффициентов усиления в случае согласованной нагрузки (16.47) имеет вид

$$\frac{D_P}{D_{P,1}} = \left(\frac{d}{d_1}\right)^2. \quad (16.51)$$

В случае ограничения по нагреву (16.48)

$$\frac{D_P}{D_{P,1}} = \left(\frac{d}{d_1}\right)^{-1} \left[ 2 \left(\frac{d}{d_1}\right)^{3/2} - 1 \right]. \quad (16.52)$$

В случае согласованной нагрузки динамический коэффициент усиления по мощности увеличивается пропорционально квадрату линейных размеров. При  $d/d_1 > 1$  показатель степени, равный 2, уменьшается, и при больших значениях  $d/d_1$  отношение  $D_P/D_{P,1}$  увеличивается пропорционально  $(d/d_1)^{0.5}$  (см. фиг. 152).

*Постоянная времени.* Отношение постоянных времени амплитуд, полученное из (16.19), равно

$$\frac{T}{T_1} = \frac{d}{d_1} \frac{R_{y,1}}{R_y} \left( \frac{w_y}{w_{y,1}} \right)^2. \quad (16.53)$$

Выражение  $(R_{y,1}/R_y)(w_y/w_{y,1})^2$ , подобно (16.38), можно представить в виде

$$\frac{R_{y,1}}{R_y} = \frac{d}{d_1} \left( \frac{w_{y,1}}{w_y} \right)^2, \quad (16.54)$$

тогда отношение постоянных времени

$$\frac{T}{T_1} = \left(\frac{d}{d_1}\right)^3 \quad (16.55)$$

как для амплитата с согласованной нагрузкой, так и для амплитата с ограничением по нагреву.

*Коэффициент усиления по мощности  $K_P$ .* Отношение коэффициентов усиления по мощности для амплистатов

$$\frac{K_P}{K_{P,1}} = \frac{D_P}{D_{P,1}} \frac{T}{T_1}. \quad (16.56)$$

Учитывая равенства (16.51) и (16.55), получим для случая согласованной нагрузки

$$\frac{K_P}{K_{P,1}} = \left(\frac{d}{d_1}\right)^4. \quad (16.57)$$

Для амплистата с ограничением по нагреву из равенств (16.55) и (16.52)

$$\frac{K_P}{K_{P,1}} = \left(\frac{d}{d_1}\right) \left[ 2 \left(\frac{d}{d_1}\right)^{3/2} - 1 \right]. \quad (16.58)$$

Для больших значений  $d/d_1$  отношение  $K_P/K_{P,1}$  увеличивается пропорционально  $(d/d_1)^{2.5}$  (см. фиг. 152).

*Плотность тока  $j$ .* Величина плотности тока имеет значение только для амплистата с ограничением по нагреву. Ниже будем рассматривать плотность тока в рабочих обмотках

$$j_p = \frac{I_{п, м} \omega_p}{\Sigma S_{м, р}}, \quad (16.59)$$

где  $\Sigma S_{м, р}$  — полное сечение меди одной рабочей обмотки. Используя выражение для сопротивления рабочей обмотки, аналогичное (16.54), получим отношение потерь в меди (16.41) в виде

$$\frac{P_{м, р}}{P_{м, г, 1}} = \left(\frac{j_p}{j_{p, 1}}\right)^2 \left(\frac{d}{d_1}\right)^3. \quad (16.60)$$

При одинаковой температуре обмоток величина  $P_{м, р}/P_{м, р, 1}$  должна быть пропорциональна отношению поверхностей охлаждения (в случае пренебрежения потерями в сердечниках). Следовательно,

$$\frac{P_{м, р}}{P_{м, г, 1}} = \left(\frac{d}{d_1}\right)^2 \quad (16.61)$$

и

$$\frac{j_p}{j_{г, 1}} = \sqrt{\frac{d_1}{d}}. \quad (16.62)$$

Равенство (16.62) показано графически на фиг. 152. Для ДН с шириной стержня 25 мм плотность тока обычно равна 2,5 а/мм<sup>2</sup> при условии, что температура перегрева равна 55°С.

*Относительное значение намагничивающего тока  $i_x$ .* Если предположить, что отношение  $R_{п}/R_{вмх}$  постоянно, то относительное значение намагничивающего тока будет обратно пропорционально

динамическому коэффициенту усиления по мощности  $D_p$  (16.28). Таким образом, в случае работы с согласованной нагрузкой (16.51)

$$\frac{l_x}{l_{x,1}} \simeq \left(\frac{d}{d_1}\right)^{-2}. \quad (16.63)$$

В случае работы с ограничением по нагреву (16.52)

$$\frac{l_x}{l_{x,1}} \simeq \frac{d}{d_1} \left[ 2 \left(\frac{d}{d_1}\right)^{3/2} - 1 \right]^{-1}. \quad (16.64)$$

Уравнения (16.63) и (16.64) графически показаны на фиг. 152, откуда видно, что относительное значение намагничивающего тока  $\underline{l}_x$  быстро возрастает с уменьшением размеров ДН.

## АМПЛИСТАТ С ПОЛНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ, ОТЛИЧНОЙ ОТ НУЛЯ ( $h \neq 0$ )

### § 1. Введение

В гл. 15 было показано, что схемы амплистатов подобны схемам ДН с параллельно соединенными рабочими обмотками, коэффициентом введенной обратной связи  $h_v = 1$  и коэффициентом собственной отрицательной обратной связи  $h_e = -1$ . Поэтому коэффициент полной обратной связи амплистатов  $h = 0$ . Иногда, однако, нежелательно нулевое значение коэффициента полной обратной связи, поэтому следует обратить внимание на методы сохранения достоинств схем амплистатов, оставляя при этом значение коэффициента обратной связи, отличным от нуля.

Схемы амплистатов, в которых используются выпрямители с обратными токами, также имеют коэффициент полной обратной связи  $h \neq 0$ . В данной главе подобные схемы будут исследованы.

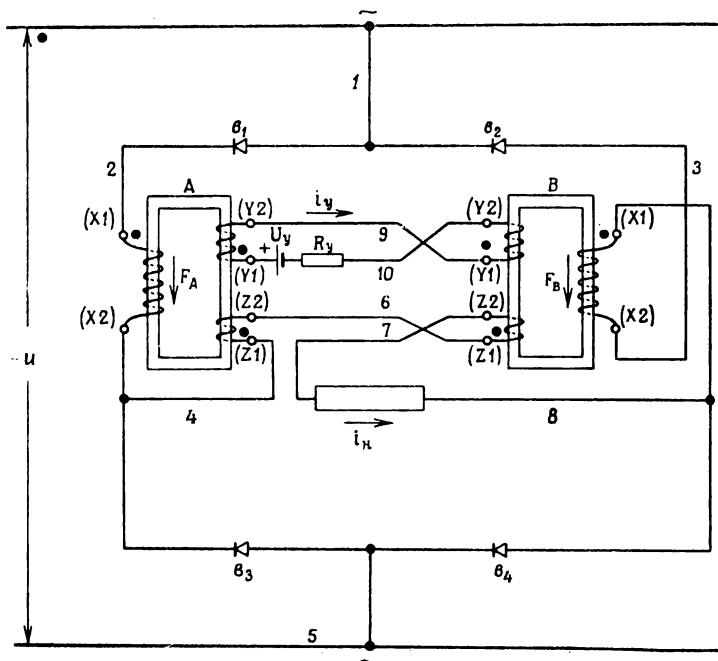
Наконец, амплистаты с сердечниками из материалов, обладающих прямоугольной петлей гистерезиса, не всегда имеют в течение интервала насыщения среднее значение тока управления, равное нулю. В этом случае характеристика управления будет отличаться от приведенных на фиг. 147, 148, будучи похожей на характеристику амплистата с нулевым током управления в течение интервала насыщения и небольшим коэффициентом полной положительной или отрицательной обратной связи.

### § 2. Обмотки обратной связи

Одним из недостатков амплистата по сравнению с ДН с обмотками введенной обратной связи является постоянное значение коэффициента полной обратной связи  $h = 0$ . Иногда для получения более высокого коэффициента усиления желательно увеличить коэффициент обратной связи или же наоборот для уменьшения дрейфа (гл. 14, § 6) снизить его. Подобные изменения коэффициента обратной связи в амплистате могут быть осуществлены применением дополнительных обмоток обратной связи.



Обозначим коэффициент усиления по ампервиткам амплистата без обмоток обратной связи через  $K_{AW,1}$ ; тогда из равенства (13.13)



Фиг. 154. Схема мостикового амплистата с положительной введенной обратной связью.

коэффициент усиления по ампервиткам амплистата с обмотками положительной обратной связи

$$K_{AW,2} = \frac{K_{AW,1}}{1 - (\omega_{o.c.}/\omega_p) K_{AW,1}}, \quad (17.2)$$

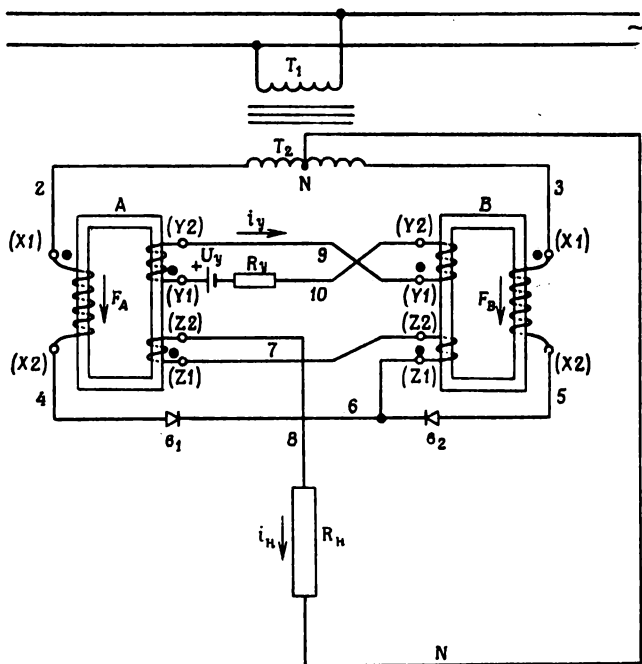
где  $\omega_{o.c.}$  — число витков обратной связи. Для отрицательной обратной связи

$$K_{AW,2} = \frac{K_{AW,1}}{1 + (\omega_{o.c.}/\omega_p) K_{AW,1}}. \quad (17.3)$$

В эти уравнения коэффициент усиления по ампервиткам амплистата  $K_{AW,1}$  должен входить с положительным знаком для положительной области и с отрицательным знаком — для отрицательной.

Большая эффективность ампервитков обратной связи иллюстрируется следующим примером. Пусть имеет место положительная обратная связь, причем  $K_{AW,1} = 100$ ,  $\omega_{o.c.}/\omega_p = 0,005$ . Из выражения

(17.2) получается  $K_{AW,2} = 200$ . Таким образом, число витков обратной связи, равное только 0,5% от числа витков рабочей



Фиг. 155. Схема амплистата со средней точкой с положительной введенной обратной связью.

обмотки, удваивает значение коэффициента усиления по ампер-виткам.

### § 3. Обратное напряжение на выпрямителе для различных схем амплистата

Для выпрямителей с конечной величиной обратного сопротивления обратное напряжение вызовет появление обратного тока. Как было показано в гл. 13 (равенства (13.21) и (13.22)), результатом этого обратного тока является уменьшение коэффициента усиления. Так как причиной появления обратных токов является обратное напряжение, то целесообразно вначале его и рассмотреть.

*Интервал возбуждения.* Рассмотрим любую из схем амплистатов, приведенных на фиг. 138, 143 и 145. Как было показано в гл. 15, § 7, рабочее напряжение  $u_{T,A}$  трансформируется в течение первого интервала возбуждения в обмотку управления ДН А,



питая обмотку управления ДН В, откуда напряжение  $u_{p, B}$  индуктируется в рабочую обмотку ДН В. Если сопротивления рабочей цепи и цепи управления ничтожно малы, индуктированное рабочее напряжение  $u_{p, B}$  равно по величине и противоположно по фазе напряжению  $u_{r, A}$ . Следовательно, обратное напряжение  $u_{o, обр.}$  равно нулю на выпрямителе  $v_2$  в течение первого интервала возбуждения, а обратное напряжение на выпрямителе  $v_1$  равно нулю в течение второго интервала возбуждения.

При наличии в цепи управления значительного сопротивления или реактивного сопротивления рассеяния напряжение, трансформированное в рабочую обмотку, становится меньше, чем линейное напряжение. Следовательно, обратное напряжение на выпрямителе будет иметь значение, отличное от нуля. При очень большом сопротивлении в цепи управления трансформация практически отсутствует, и обратное напряжение становится равным напряжению питания.

*Интервал насыщения.* (а) Амплистат переменного тока (фиг. 138). Величина обратного напряжения  $u_{o, обр.}$  на выпрямителе  $v_2$  во время первого интервала насыщения может быть подсчитана на основании второго закона Кирхгоффа:

$$u_{o, пр.} + u_{p, A} + i_n R_{p, A} + u_{p, B} - u_{o, обр.} = 0. \quad (17.4)$$

Рабочие напряжения  $u_{p, A}$  и  $u_{p, B}$  равны нулю, поэтому обратное напряжение

$$u_{o, обр.} = u_{o, пр.} + i_n R_{p, A}, \quad (17.5)$$

где  $u_{o, пр.}$  есть не что иное, как падение напряжения на прямом сопротивлении выпрямителя  $v_1$ . Следует отметить, что сопротивление нагрузки  $R_n$  не входит в выражение (17,5); вместо него в расчетах используется рабочее сопротивление  $R_{p, A}$ . Таким образом, величина обратного напряжения на выпрямителе  $u_{o, обр.}$  в амплистате переменного тока с малым импедансом в цепи управления гораздо меньше величины напряжения питания  $u$ .

*Пример.* Амплистат переменного тока мощностью 2 кВА работает от источника с напряжением питания, равным 73 в (эфф.);  $U_m = 73 \cdot \sqrt{2} = 103,2$  в. Измеренное максимальное значение обратного напряжения (так называемое пиковое значение обратного напряжения) равно  $U_{o, обр., m} = 5,5$  в; таким образом, отношение  $U_{o, обр., m} / U_m = 0,053$ .

(б) Мостовой амплистат (фиг. 143). Величина обратного напряжения может быть подсчитана таким же образом, как и для амплистата переменного тока. В дальнейшем можно пренебречь всеми падениями напряжения, за исключением падения на

сопротивлении нагрузки  $R_n$ . Тогда величина обратного напряжения на одно плечо выпрямителя

$$u_{в, \text{обр.}} \simeq u, \quad (17.6)$$

а максимальное обратное напряжение  $U_{в, \text{обр.}, m}$  для выпрямителя  $v_1$  или любого другого выпрямителя будет равно максимальному значению линейного напряжения  $U_m$ . В действительности обратное напряжение из-за наличия падений напряжения, которыми выше пренебрегали, обычно меньше на 10—25%.

(в) Амплистат со средней точкой (фиг. 145). При тех же допущениях, что и для мостового усилителя, обратное напряжение на выпрямителе

$$u_{в, \text{обр.}} \simeq 2u, \quad (17.7)$$

т. е. максимальное значение обратного напряжения на выпрямителях  $v_1$  или  $v_2$  равно удвоенному значению максимального напряжения между средней точкой и зажимом вторичной обмотки трансформатора. В действительности, как указывалось в п. (б), величина напряжения несколько меньше.

**Выводы.** Ввиду того что число шайб, приходящееся на выпрямитель ( $v_1$ ,  $v_2$  и т. д.), пропорционально величине обратного напряжения  $u_{в, \text{обр.}}$  и так как в амплистате переменного тока требуется только два выпрямительных столбика ( $v_1$  и  $v_2$ ) по сравнению с четырьмя столбиками ( $v_1$ ,  $v_2$ ,  $v_3$ ,  $v_4$ ) для мостового амплистата, общее число выпрямительных шайб у амплистата переменного тока значительно меньше, чем в мостовом амплистате.

Если сравнить мостовой амплистат с амплистатом со средней точкой, то из выражений (17.6) и (17.7) нетрудно заметить, что обратное напряжение на выпрямитель в амплистате со средней точкой вдвое больше, чем в мостовом амплистате. Однако для амплистата со средней точкой требуется только два выпрямительных столбика ( $v_1$ ,  $v_2$ ), в то время как мостовой амплистат требует четыре столбика ( $v_1$ ,  $v_2$ ,  $v_3$ ,  $v_4$ ). В результате, как правило, общее число выпрямительных шайб в амплистате со средней точкой и мостовом амплистате будет одинаковым при условии, что постоянный ток в обоих случаях имеет одинаковую величину.

Однако общее число шайб выпрямителей в амплистате со средней точкой будет меньше, чем в мостовом амплистате в случае переменного напряжения питания, максимальное значение которого равно или меньше половины максимального обратного напряжения для одной выпрямительной шайбы. Предположим, что максимальное обратное напряжение  $U_{в, \text{обр.}, m} = 36$  в, а максимальное значение переменного напряжения  $U_m = 18$  в ( $18/\sqrt{2} = 12,7$  в (эфф.)). Для схемы со средней точкой требуется только одна шайба (17.7) на выпрямитель, т. е. всего две шайбы на схему. Мостовая же схема никогда не может иметь меньше четырех шайб, и поэтому требует вдвое большего места для выпрямителей, чем амплистат со средней точкой.

#### § 4. Обратный ток выпрямителя

Для выпрямителей с конечным значением обратного сопротивления наличие обратного напряжения вызывает появление обратного тока. Основной эффект, вызываемый обратными токами выпрямителей, подобен отрицательной обратной связи (см. гл. 13, § 1), так как он уменьшает величину коэффициента усиления по ампервиткам.

В дальнейшем будем рассматривать амплистаты с так называемым низким импедансом цепи управления, используя в качестве примера схему мостового амплистата (фиг. 143). Во время проводящего интервала для ДН  $A$  к выпрямителям  $v_2$  и  $v_3$  приложены обратные напряжения (17.6), и через эти выпрямители протекают обратные токи.

Обратное сопротивление выпрямителя  $v_3$  шунтирует нагрузку, вызывая уменьшение тока нагрузки. Это уменьшение редко превышает 1%, и поэтому в дальнейшем не будет учитываться.

Однако обратный ток выпрямителя  $v_2$  существенно влияет на работу амплистата. Обратный ток  $I_{\theta, \text{обр.}}$  является рабочим током ДН  $B$  (который не насыщен), вызывая трансформацию в цепь управления:

$$I_{\theta, \text{обр.}} \omega_p = \Delta I_y \omega_y, \quad (17.8)$$

где  $\Delta I_y$  — изменение мгновенного тока управления, вызванное обратным током выпрямителя. Из-за большой величины обратного сопротивления  $R_{\theta, \text{обр.}}$  наличие других импедансов в трансформаторном контуре можно не учитывать, и обратный ток выпрямителя по существу определяется обратным напряжением и характеристикой выпрямителя. Если обратный ток одного выпрямителя, усредненный за полный период, равен  $I_{\theta, \text{обр.}}$ , то, проинтегрировав выражение (17.8), получим

$$\Delta I_y \omega_y = 2 I_{\theta, \text{обр.}} \omega_p. \quad (17.9)$$

Амплистат требует увеличения ампервитков управления на величину  $\Delta I_y \omega_y$ , а это означает, что обратный ток выпрямителя создает отрицательную обратную связь. Эта отрицательная обратная связь может быть учтена коэффициентом обратной связи  $\Delta h_v$  (13.21). Для амплистата ( $h_v = 1$ , выражения (13.2), (5.18))  $\omega_{o.c.} = \omega_p/2$ , а относительное значение обратного тока выпрямителя

$$I_{\theta, \text{обр.}} = \frac{I_{\theta, \text{обр.}}}{I_{\theta, \text{пр.}}}, \quad (17.10)$$

и

$$\Delta h_v = -2 \frac{I_{\theta, \text{обр.}}}{I_{\theta, \text{пр.}}} = -2 I_{\theta, \text{обр.}}. \quad (17.11)$$

Из рассмотрения равенств (17.8) и (17.9) или использования выражений (13.14), (13.21) и (17.10), а также учитывая, что для

амплитата  $K_{AW}^* = (1/2) K_{AW}$  (7.48), получим для положительной области выражение для коэффициента усиления по ампервиткам  $K_{AW, 2}$  при наличии обратного тока выпрямителя в следующем виде:

$$K_{AW, 2} = \frac{K_{AW, 1}}{1 + \underline{i}_{\sigma, \text{обр.}} K_{AW, 1}}, \quad (17.12)$$

где  $K_{AW, 1}$  — коэффициент усиления по ампервиткам при нулевом обратном токе.

Если  $K_{AW, 1}$  есть коэффициент усиления по ампервиткам амплитата с обратным током выпрямителя, то для определения коэффициента усиления по ампервиткам  $K_{AW, 2}$  может быть использовано выражение (17.12) в том случае, если обратный ток выпрямителя возрастает и увеличенная часть относительного значения обратного тока есть  $\underline{i}_{\sigma, \text{обр.}}$ .

В качестве примера можно использовать фиг. 146. При прочих равных условиях обратное напряжение на выпрямителе в амплитате постоянного тока больше, чем в амплитате переменного тока (см. § 3). Поэтому относительное значение обратного тока выпрямителя  $\underline{i}_{\sigma, \text{обр.}}$  больше для амплитатов постоянного тока, и, следовательно, коэффициент усиления их несколько меньше. Другой пример дан в гл. 18, § 15.

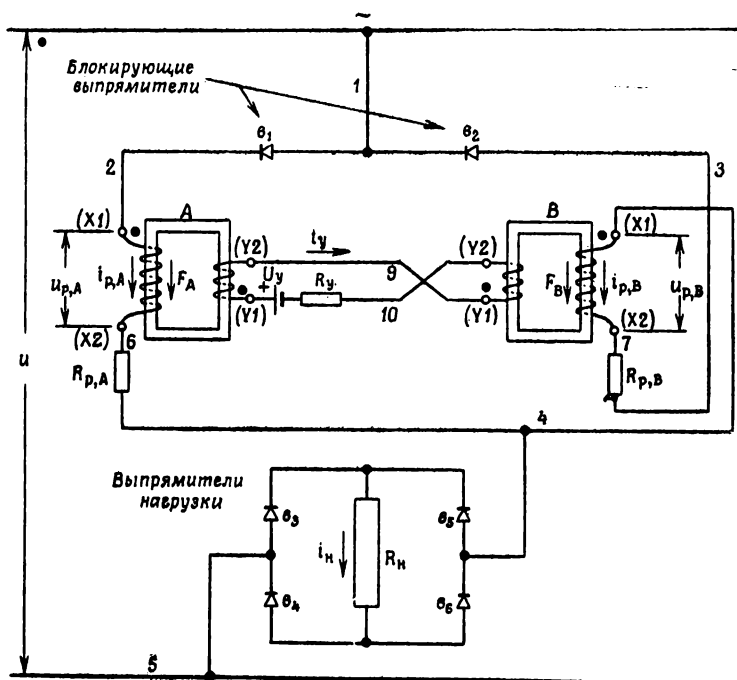
Из выражения (17.11) видно, что резкое уменьшение коэффициента усиления усилителя может быть вызвано обратным током. Это уменьшение особенно значительно при применении высококачественных сердечников, способных обеспечить высокий коэффициент усиления по ампервиткам  $K_{AW, 1}$  (17.12). Полное использование преимуществ подобных сердечников может иметь место лишь в том случае, если сердечники подобраны с выпрямителями, обладающими достаточно малым отношением обратного и прямого токов. Выводы, приведенные выше, справедливы для выпрямителей трех схем амплитатов, за исключением выпрямителей  $v_3$  и  $v_4$  мостовой схемы (фиг. 143), обратный ток которых не создает отрицательной обратной связи путем трансформации.

Также очевидно, что применение выпрямителей с завышенными параметрами ведет к большему относительному значению обратного тока и, следовательно, к большей дегенерации (уменьшению усиления).

Наличие емкости выпрямителей вызывает токи смещения, протекающие в обратном направлении, создавая, таким образом, отрицательную обратную связь. Влияние емкости становится заметным в селеновых выпрямителях при частоте 400 гц и выше.

В тех случаях, когда должно быть достигнуто резкое уменьшение обратного тока, следует отдать предпочтение амплитату переменного тока (фиг. 138) или его модификации (фиг. 156). В последнем функции выпрямителей разделены: выпрямители  $v_1$  и  $v_2$  используются для блокирования собственной обратной связи, в то

время как выпрямители  $\theta_3 - \theta_6$  служат для выпрямления. Поэтому только выпрямители  $\theta_1$  и  $\theta_2$  должны обладать высоким обратным сопротивлением, а для выпрямителей  $\theta_3 - \theta_6$  большее значение имеет малая величина прямого сопротивления. Таким образом, коэффициент усиления и выходная мощность схемы, показанной на фиг. 156, могут быть значительно больше, чем у амплистатов постоянного тока,



Фиг. 156. Схема амплистата переменного тока с выпрямителем нагрузки.

схемы которых приведены на фиг. 143 и 145. Недостатком модификации амплистата переменного тока является относительно большая постоянная времени спада, которая может быть в два-четыре раза больше, чем постоянная времени нарастания. Однако этот недостаток может быть уменьшен или устранен увеличением рабочих сопротивлений  $R_{p,A}$  и  $R_{p,B}$  путем включения последовательно добавочных сопротивлений.

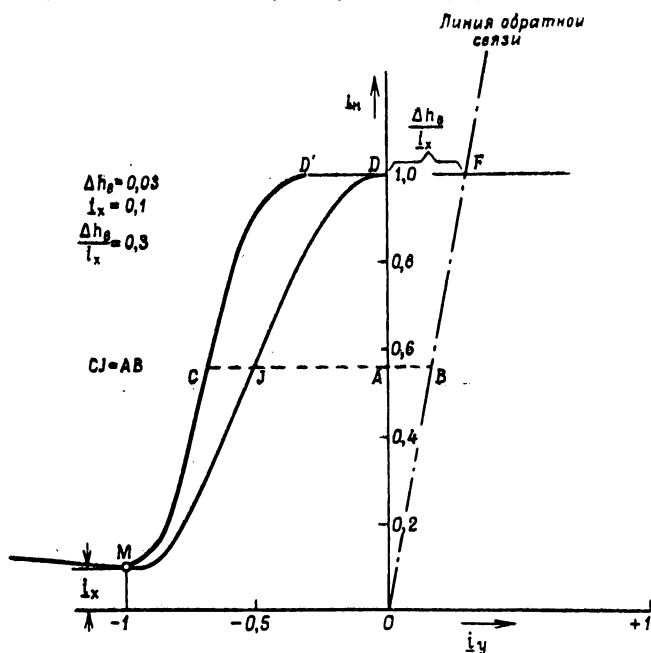
Для амплистатов, работающих в условиях больших колебаний температуры, большое значение также приобретает изменение (дрейф) величины обратного тока выпрямителя с температурой. Величина изменения обратного тока неодинакова для различных типов выпрямителей. Для селеновых выпрямителей влияние температуры на

обратный ток выпрямителя показано на фиг. 242. Влияние температуры может быть уменьшено шунтированием выпрямителей  $\nu_1$  и  $\nu_2$  (фиг. 138, 143, 145) постоянным сопротивлением [17.2]. Этот способ в одинаковой степени уменьшает коэффициент усиления и постоянную времени.

Следует отметить, что старение выпрямителей также влияет на величину обратного тока. Измерения показывают, что значение обратного тока селеновых выпрямителей в течение первых 5000 час. работы может упасть в одной партии на 80% и возрасти на 100% — в другой. Со временем может произойти обратное изменение.

### § 5. Влияние обратного тока выпрямителя на характеристику управления амплостата

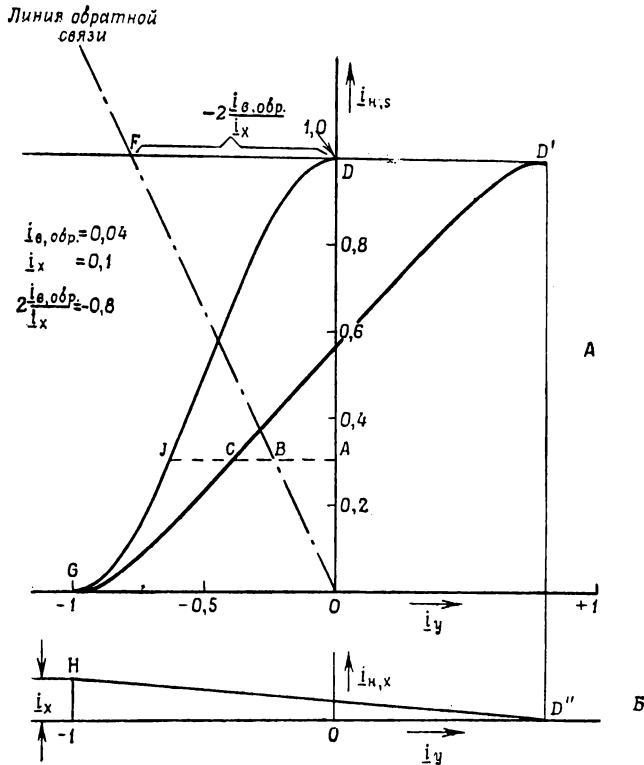
Ввиду того что влияние обратного тока выпрямителя может быть учтено коэффициентом дополнительной (отрицательной) обратной связи  $\Delta h_b$  (17.11), новую характеристику управления можно найти



Фиг. 157. Влияние положительной введенной обратной связи на характеристику управления амплостата. Кривая  $MCD'$  — характеристика амплостата с обратной связью.

с помощью общего правила построения, изложенного в гл. 13, § 9. Для амплостатов часто более удобной является обобщенная характеристика управления, построенная для относительных

значений тока управления  $i_y$  (16.9) (фиг. 147, 148). В этом случае правило построения (см. гл. 13, § 9) также может быть применено при условии изменения тангенса угла наклона линии обратной связи  $OF''$  (фиг. 119) с  $1/\Delta h_b$ , когда основой служит величина  $a$ , на  $i_x/\Delta h_b$ , когда основой служит величина  $i_y$ . На фиг. 157 изображена характеристика управления  $MJD$ . Коэффициент дополнительной обратной связи обозначим через  $\Delta h_b$ ;  $OF$  — линия обратной связи. Построив



Фиг. 158. Влияние обратного тока выпрямителя на характеристику амплистата. Кривая  $GCD'$  — составляющая насыщения, прямая  $HD''$  — составляющая возбуждения характеристики амплистата с обратным током выпрямителя.

отрезок  $CJ = AB$  и т. д., получим новую характеристику управления  $MCD'$ . При наличии обратного тока выпрямителя коэффициент дополнительной обратной связи  $\Delta h_b$  отрицателен, и величина его определяется равенством (17.11). Линия обратной связи, показана на фиг. 158 прямой  $OF$  ( $FD = \Delta h_b/i_x$ ). Дальнейшее построение производится аналогично тому, как это сделано на фиг. 157.

Очевидно, что обратный ток вызывает уменьшение коэффициента обратной связи. Кроме того, обратный ток сдвигает характеристику так, что она пересекает ось ординат. Чем больше величина обратного тока, тем ниже точка пересечения. Если применяются выпрямители, у которых величина обратного тока изменяется с температурой и временем, характеристика управления будет соответственно изменяться.

В случае материала с прямоугольной петлей гистерезиса

$$\underline{i}_{н, x} = \frac{2 \frac{\underline{i}_{с, обр.}}{\underline{i}_x} - \underline{i}_y}{2 \frac{\underline{i}_{с, обр.}}{\underline{i}_x} + 1} - \underline{i}_x \quad (17.13)$$

и составляющая насыщения  $GCD'$  связана с  $\underline{i}_y$  следующим выражением:

$$\underline{i}_y = -\frac{1}{\pi} \arccos(2\underline{i}_{н, s} - 1) + 2 \frac{\underline{i}_{с, обр.}}{\underline{i}_x} \underline{i}_{н, s}. \quad (17.14)$$

Полная характеристика получается из выражения (15.5).

Одним из наиболее важных проявлений обратного тока выпрямителя является уменьшение коэффициента усиления. Обозначим через  $K_{AW, s, обр.}$  коэффициент усиления по ампервиткам в области насыщения при наличии обратного тока и через  $K_{AW, s, 0}$  — при его отсутствии, тогда из рассмотрения фиг. 158 и выражения (16.14) для линейной области ( $\alpha = \pi/2$ ) получим

$$\frac{K_{AW, s, обр.}}{K_{AW, s, 0}} = \frac{1}{1 + \pi \frac{\underline{i}_{с, обр.}}{\underline{i}_x}}. \quad (17.15)$$

Важно понять, что уменьшение коэффициента усиления обусловлено изменением отношения  $\underline{i}_{с, обр.}/\underline{i}_x$ . В том случае, когда используются сердечники лучшего качества (малое значение  $\underline{i}_x$ ), должны применяться выпрямители с меньшими обратными токами  $\underline{i}_{с, обр.}$ , если нежелательно непропорциональное уменьшение коэффициента усиления. Более того, так как величина обратного тока пропорциональна площади выпрямителя, применение выпрямителей, рассчитанных на ток, больший, чем действительный, вызывает большее уменьшение коэффициента усиления.

Отношение  $\underline{i}_{с, обр.}/\underline{i}_x$ , входящее в выражение (17.15), хорошо описывает уменьшение не только коэффициента усиления по ампервиткам, но также и постоянной времени (16.18) ( $\alpha = \pi/2$ ) и динамического коэффициента усиления по мощности (16.28) ( $\alpha = \pi/2$ ). Для того чтобы получить величину коэффициента усиления по мощности (16.17), применяется квадрат отношения, описывающего уменьшение  $K_{AW}$ .



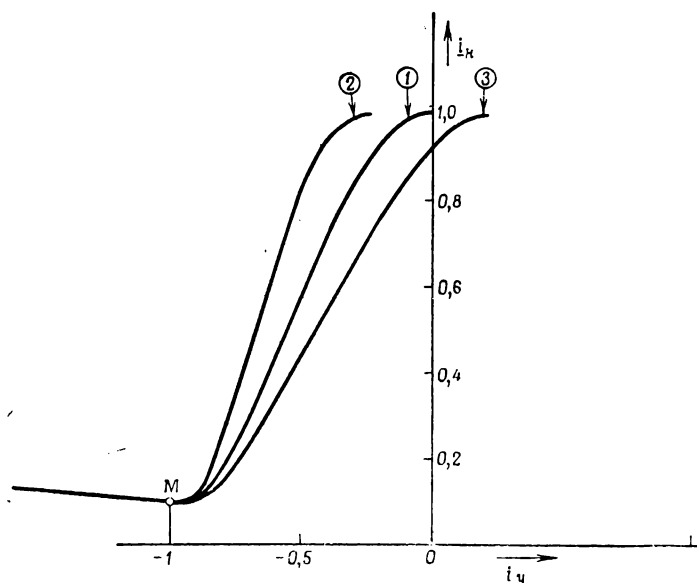
Коэффициент усиления по ампервиткам  $K_{AW, \text{с. обр.}}$  при наличии обратного тока выпрямителя для линейной части характеристики можно получить из выражений (17.15) и (16.14) в виде

$$K_{AW, \text{с. обр.}} = \frac{1}{\frac{i_X}{\pi} + i_{\text{с. обр.}}} \quad (17.16)$$

Очевидно, что качество сердечников и выпрямителей определяет работу амплистата. Высокому качеству сердечников и выпрямителей соответствуют малые значения  $i_X$  и  $i_{\text{с. обр.}}$ .

### § 6. Амплистаты с конечным значением среднего тока управления в течение интервала насыщения

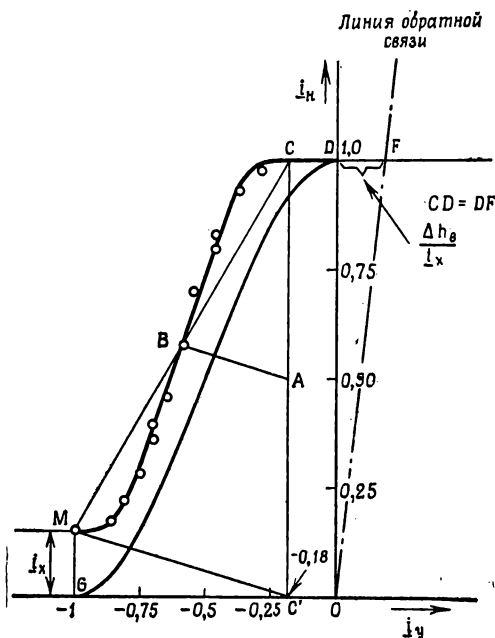
Предположим, что используются выпрямители без обратного тока, а материал сердечника обладает прямоугольной петлей гистерезиса.



Фиг. 159. Экспериментальные характеристики амплистатов с нулевыми обратными токами выпрямителей. Кривая 1 получена в случае нулевого среднего значения тока управления, кривые 2 и 3 — при токе управления, отличном от нуля в течение интервала насыщения.

В этом случае амплистат работает с нулевым током управления в течение интервала насыщения. Работа его может быть описана выражением (16.6) и представлена графически кривой 1 на фиг. 159. В действительности не всегда в течение интервала насыщения ток

управления равен нулю. Снятые характеристики управления могут быть расположены по обе стороны кривой 1; кривая 2 получена для сердечника из 65%-ного пермаллоя, кривая 3 — для сердечника из муметалла. Сравнение кривых 2, 3 с кривыми, изображенными на фиг. 157 и 158, указывает на их большое внешнее сходство. Поэтому



Фиг. 160. Определение коэффициента обратной связи  $\Delta h_b$ . Точками представлена экспериментальная характеристика амплитата с сердечником из 65%-ного пермаллоя. Введение обратной связи ( $\Delta h_b$ ) дает характеристику  $MBC$  вместо стандартной  $GD$ .

кривые 2, 3 можно рассматривать как полученные из кривой 1 формальным введением обратной связи [15.1]. Соответствующий коэффициент обратной связи, который может быть и положительным и отрицательным, называется коэффициентом обратной связи сердечника. Если известны коэффициент обратной связи сердечника и динамическая петля гистерезиса, то характеристика управления может быть получена данными выше методами.

Коэффициент обратной связи сердечника можно получить экспериментально из характеристики управления, снятой при отсутствии обратного тока. Подобная характеристика, снятая для сердечника из 65%-ного пермаллоя, показана точками на фиг. 160. Оценим положение верхней точки  $C$ . Отрезок  $MG$  выразит величину  $i_{n,x}$ . Точка  $A$  расположена посередине прямой  $CC'$ . Прямая,

параллельная  $MC'$ , проведена через точку  $A$  и пересекает снятую характеристику в точке  $B$ , которая является точкой перегиба характеристики амплитата. Продолжение линии  $MB$  должно проходить через точку  $C$ ; в противном случае положение точки  $C$  должно быть изменено и процесс повторен. Расстояние  $CD$  равно  $\Delta h_b / i_x$ , откуда может быть определен коэффициент обратной связи сердечника  $\Delta h_b$ .

Пример.  $CD = 0,18$ ;  $i_x = 0,15$ , следовательно,  $\Delta h_b = 0,18 \times 0,15 = 0,027$ .

При наличии обратного тока выпрямителя и внешней обратной связи получим коэффициент полной обратной связи  $\Delta h_v$  амплистата путем добавления к коэффициенту обратной связи сердечника двух других коэффициентов обратной связи с соответствующими знаками. Характеристика управления в этом случае может быть получена методом, иллюстрированным фиг. 157.

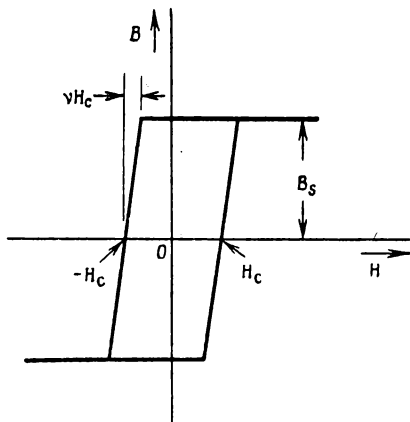
## § 7. Амплистаты с сердечниками, имеющими динамическую петлю гистерезиса в виде параллелограмма

До сих пор предполагалось, что динамическая петля гистерезиса имеет прямоугольную форму, как показано на фиг. 133. Так как боковые стороны петли гистерезиса некоторых материалов, таких, как муметалл и супермаллой, не перпендикулярны к оси  $H$ , в дальнейшем рассматривается влияние наклона. Динамическая петля гистерезиса с наклоненными ветвями показана на фиг. 161 и называется петлей  $B-H$  в форме параллелограмма. Помимо величин  $B_s$  и  $H_c$ , определяющих прямоугольную петлю, необходимо ввести еще третий параметр  $\nu$  для выражения наклона ветвей.

При  $\nu \leq 1$  работа амплистата аналогична качественно работе амплистата с прямоугольной петлей гистерезиса.

Величина  $\underline{l}_{H,s}$  остается равной величине, получаемой для случая прямоугольной петли:

$$\underline{l}_{H,s} = \frac{1 + \cos \alpha}{2}. \quad (15.6)$$



Фиг. 161. Динамическая петля гистерезиса в виде параллелограмма.

Однако выражения для  $\underline{l}_{H,x}$  и  $\underline{l}_y$  в обоих случаях различны. Для случая петли в виде параллелограмма [16.1]

$$\underline{l}_{H,x} = \frac{\underline{l}_x}{2\pi} [(2 + \nu)\alpha + \nu\alpha \cos \alpha - 2\nu \sin \alpha], \quad (17.17)$$

$$\underline{l}_y = -\frac{1}{\pi} (\alpha - \nu \sin \alpha). \quad (17.18)$$

Характеристики управления, изображенные на фиг. 162, сняты при  $\nu = 0$  (прямоугольная петля) и при  $\nu = 0,5$ . В обоих случаях  $\underline{l}_x = 0,1$ . Следует отметить, что наклон характеристик в центральной области ( $\alpha = \pi/2$ ) довольно одинаков. Это приводит к важному выводу, что коэффициент усиления магнитного усилителя на центральной части характеристики зависит главным образом от угла наклона

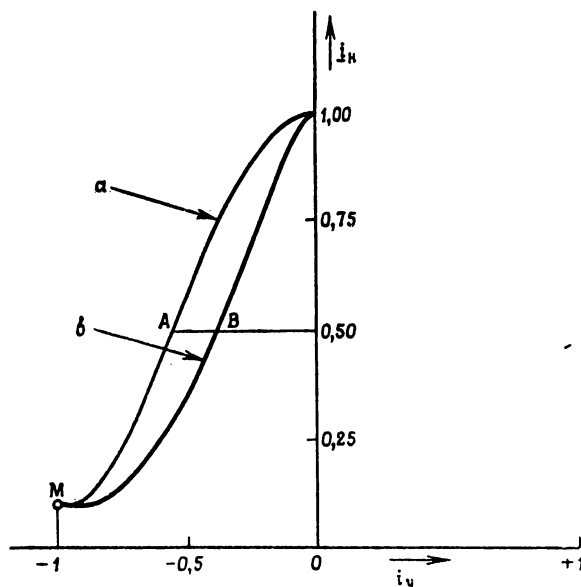
боковых ветвей петли  $B-H$  относительно вертикали при  $\nu \leq 1$ . Этот вывод особое значение имеет для анализа систем управления с обратными связями, использующими магнитные усилители, так как в этом случае важен наклон характеристики управления, а не ее положение.

Используя выражения (17.16) и (17.17), можно аналитически получить [16.1] коэффициент усиления по ампервиткам в виде

$$K_{AW, s} = \frac{\pi}{i_X} \frac{\sin \alpha}{1 - \nu \cos \alpha}, \quad (17.19)$$

$$K_{AW, \omega} = - \frac{(2 - \nu) - \nu \cos \alpha - \alpha \nu \sin \alpha}{1 - \nu \cos \alpha}. \quad (17.20)$$

На средней части характеристики ( $\alpha = \pi/2$ )  $K_{AW, s} = \pi/i_X$  (17.19) и аналогичен  $K_{AW, s}$ , полученному из выражения (16.14) для материала



Фиг. 162. Характеристика управления амплитуды с сердечником, обладающим петлей  $B-H$  в виде параллелограмма.

$a$  — прямоугольная петля гистерезиса ( $\nu = 0$ );  $b$  — петля гистерезиса в виде параллелограмма ( $\nu = 0,5$ ).

ки ( $\alpha = \pi/2$ ), как будто петля  $B-H$  прямоугольна (16.32), (16.13), (16.17) и (16.28). Другие исследования изложены в работах [17.3] и [17.4].

При  $\nu > 1$  получаются другие граничные условия, и предыдущие выводы не могут быть применены.

с прямоугольной петлей. Можно сделать вывод, что составляющая насыщения  $K_{AW, s}$  амплитуды для  $\alpha = \pi/2$  не зависит от угла наклона динамической петли  $B-H$  при  $\nu \leq 1$ . Ввиду того что составляющая возбуждения  $K_{AW, \omega}$  мало влияет на полный коэффициент усиления, ее изменение обычно несущественно и коэффициент усиления по ампервиткам усилителя с петлей  $B-H$ , имеющей вид параллелограмма, может быть расчитан для средней части характеристики

## Глава 18

### ХАРАКТЕРИСТИКИ АМПЛИСТАТОВ С АКТИВНОЙ НАГРУЗКОЙ

#### § 1. Общие вопросы

В данной главе рассматриваются характеристики амплостата со средней точкой, ДН которого имеет сердечник, набранный из штампованных пластин (фиг. 53) муметалла толщиной 0,5 мм; ширина стержня 9,5 мм, сечение сердечника 2,03 см<sup>2</sup>. Сопротивление цепи управления мало ( $R_y = 14$  ом). Выпрямители в схеме селеновые, по две шайбы в плече, диаметр шайбы 38 мм, число витков  $w_p = 592$ ,  $w_y = 200$ .

#### § 2. Влияние напряжения питания

Фиг. 163 иллюстрирует влияние изменения напряжения питания на величину тока нагрузки амплостата при неизменных частоте и сопротивлении нагрузки. Положительная область характеристики показана на фиг. 163, А, а отрицательная — на фиг. 163, Б. Теоретически (гл. 14, § 6) коэффициент усиления по ампервиткам почти не зависит от величины напряжения питания. Однако при наименьшем значении напряжения питания (23 в) наблюдается уменьшение коэффициента усиления. Уменьшение коэффициента усиления в этом случае частично может быть отнесено за счет прямого сопротивления выпрямителей, величина которого значительно увеличивается при малых токах нагрузки.

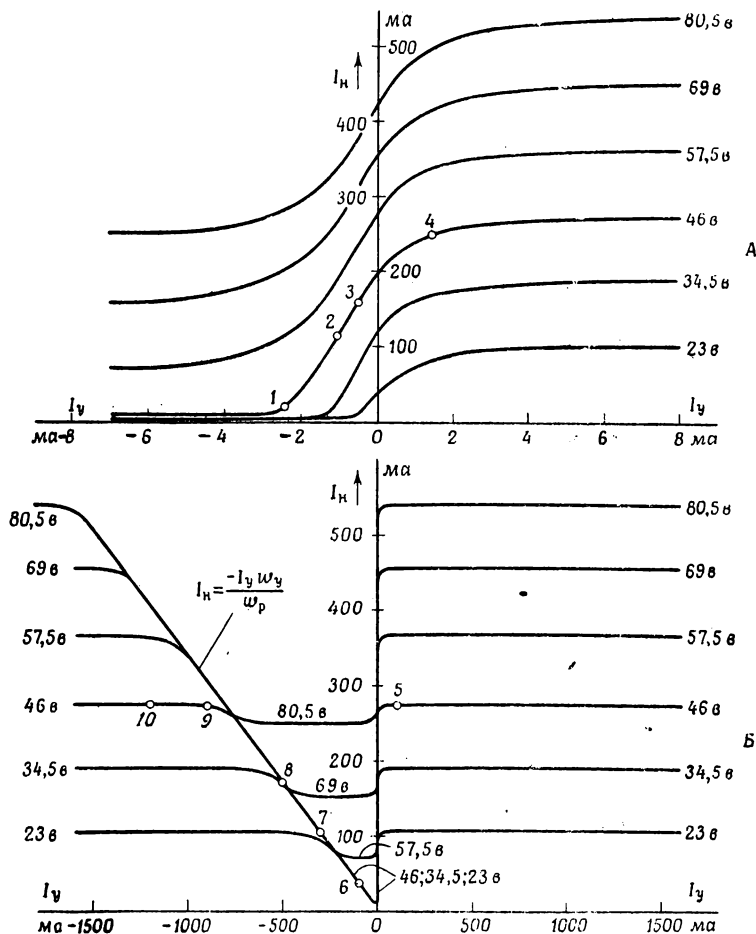
#### § 3. Кривые рабочего тока

Кривые рабочего тока представлены на фиг. 164, 165. Фиг. 164 относится к положительной области. На характеристике управления (фиг. 163) точками, обозначенными соответствующими цифрами (1—5), показаны значения токов, при которых были сняты осциллограммы. Аналогично фиг. 165 относится к отрицательной области характеристики управления (цифры 6—10).

#### § 4. Влияние реактивных сопротивлений рассеяния и насыщения

Из осциллограмм (фиг. 164, 165) видно, что рабочий ток не становится равным нулю, когда линейное напряжение при  $\omega t = \pi$  достигает нулевого значения. Причина этого — наличие реактивных

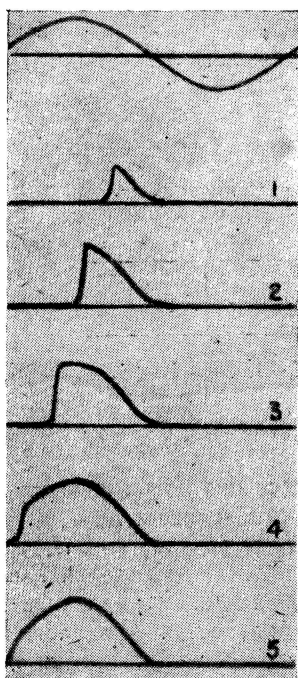
сопротивлений рассеяния и насыщения. Во время части интервала возбуждения сердечника  $B$  рабочий ток  $i_{p, A}$  в ДН  $A$  продолжает все



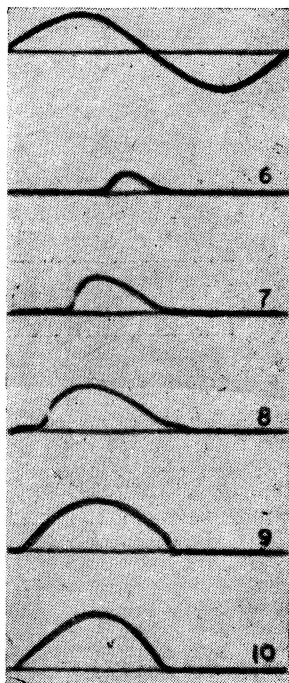
Фиг. 163. Влияние изменения напряжения питания на характеристику управления амплитата. Цифры (1—10) обозначают точки, в которых снимались осциллограммы, обозначенные соответствующими цифрами (фиг. 164, 165). А и Б — характеристики, снятые с одного и того же амплитата, но вычерченные в различных масштабах.

еще течь, вызывая падение напряжения на сопротивлении нагрузки  $R_n$ . Таким образом, рабочее напряжение  $u_{p, B}$  ДН  $B$  уменьшается на  $i_{p, A} R_n$ . Так как дроссель насыщается при определенном значении интеграла

напряжения, влияние падения напряжения  $i_p, \Delta R_n$  скажется в замедлении достижения насыщения. Поэтому несколько уменьшается номинальное выходное напряжение  $U_{\text{вых}}$  и, следовательно, ток нагрузки  $I_n$ .



Фиг. 164. Кривые рабочего тока амплитата для положительной области; цифры на осциллограммах соответствуют точкам характеристики управления (фиг. 163), в которых снимались эти осциллограммы. Верхняя синусоида представляет собой изменение во времени рабочего напряжения питания.



Фиг. 165. Кривые рабочего тока амплитата для отрицательной области; цифры на осциллограммах соответствуют точкам характеристики управления (фиг. 163), в которых снимались эти осциллограммы. Верхняя синусоида представляет собой изменение во времени рабочего напряжения питания.

Максимальное значение тока нагрузки  $I_n, \text{ мА}$  (5.48), даже если оба сердечника полностью насыщены, не может быть получено. Причиной этому служит явление наложения, которое заключается в том, что исчезающий рабочий ток все еще продолжает течь, в то время как появляющийся рабочий ток нарастает [18.1]—[18.3]. В течение интервала

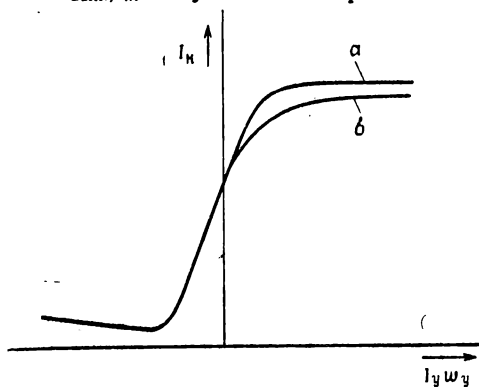
наложения величина выходного напряжения  $u_{\text{вых.}}$  близка к нулю, следовательно, среднее значение выходного напряжения  $U_{\text{вых.}}$  будет несколько меньше, чем  $U$ . Изменение рабочего тока во времени при полностью насыщенных ДН изображено на осциллограмме 5 (фиг. 164). Рабочий ток вследствие наложения практически равен нулю почти при 10 электрических градусах. Максимальный ток нагрузки  $I_{\text{н. т}}$  не равен точно  $U/R_{\text{вых.}}$ ; величина его несколько меньше, что отражено в табл. 6.

Таблица 6

Средние значения отношения  $R_{\text{вых., т.}}/R_{\text{вых.}}$   
для шихтованных сердечников, работающих  
при частоте 60 гц

Номинальная выходная мощность	1 вт	10 вт	100 вт
$R_{\text{вых., т.}}/R_{\text{вых.}}$	1,01—1,02	1,03—1,06	1,1—1,2

Влияние реактивных сопротивлений рассеяния и насыщения учтено в таблице увеличением значения  $R_{\text{вых.}}$  по отношению к  $R_{\text{вых., т.}}$ . Величина  $R_{\text{вых., т.}}$  получается измерениями  $U$ ,  $I_{\text{н. т.}}$  ( $R_{\text{вых., т.}} = U/I_{\text{н. т.}}$ ) при



Фиг. 166. Влияние реактивных сопротивлений рассеяния и насыщения на характеристику управления амплитата. Кривая  $b$  снята при больших реактивных сопротивлениях рассеяния и насыщения, чем кривая  $a$ .

наличии дросселей насыщения в схеме; величина  $R_{\text{вых.}}$  получается аналогичными измерениями, но при замене рабочих обмоток ДН сопротивлениями, равными сопротивлениям рабочих обмоток.

Дроссели с кольцевыми сердечниками обычно не дают сколь-нибудь заметной величины наложения и, таким образом, может быть получена полная величина тока нагрузки в соответствии с выражением (5.48).

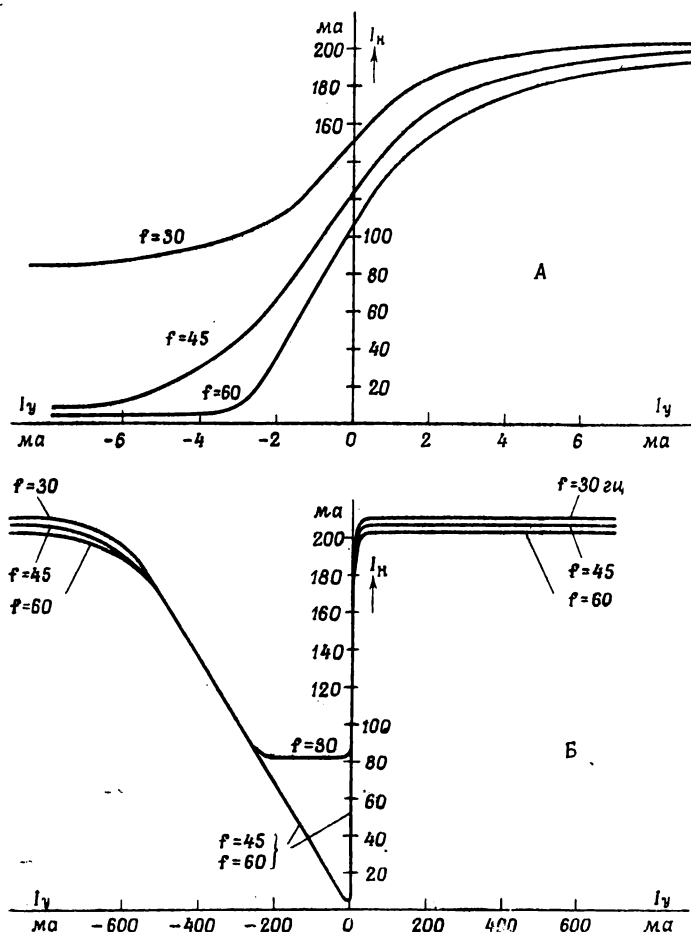
Кольцевые сердечники с малым отношением радиальной толщины набора к диаметру также обладают

большой однородностью индукции, чем шихтованные сердечники с зазором, в результате чего характеристика управления у них имеет большую линейную область (фиг. 166).



## § 5. Частота

Влияние колебания частоты показано на фиг. 167, А, Б. Кривые фиг. 167, А и Б соответствуют постоянным напряжению питания и сопротивлению нагрузки. Следует отметить, что максимальная величина тока нагрузки  $I_{н, м}$  несколько зависит от частоты источника

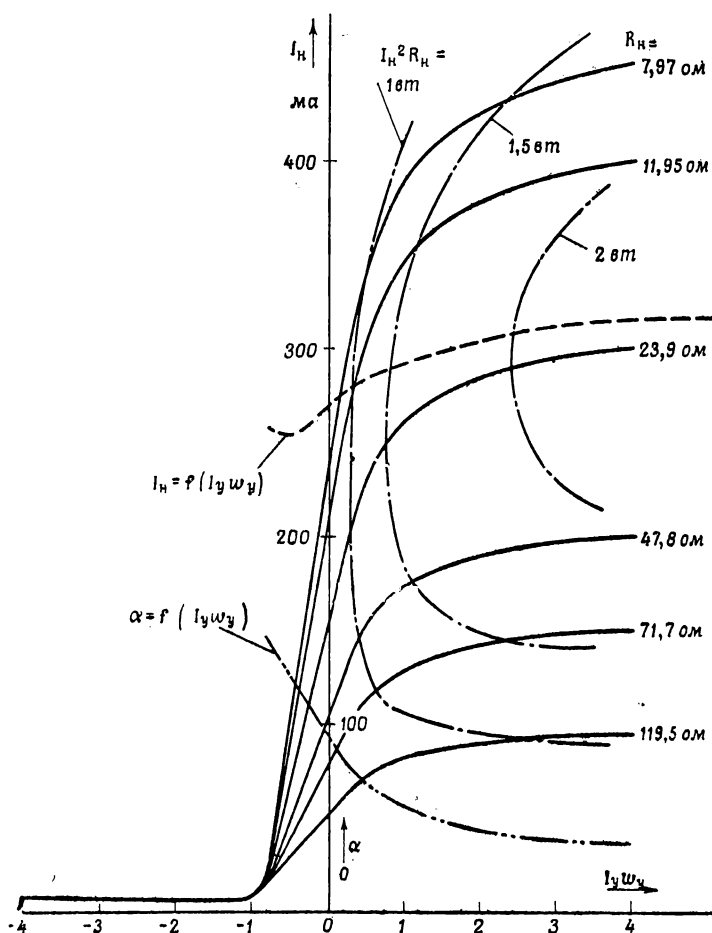


Фиг. 167. Влияние изменения частоты на характеристику управления амплитата. А и Б — характеристики, снятые с одного и того же амплитата, но вычерченные в разных масштабах.

питания вследствие того, что часть импеданса цепи составляют реактивные сопротивления рассеяния и насыщения, величина которых является функцией частоты.

### § 6. Сопротивление нагрузки

На фиг. 168 изображены характеристики управления, снятые при различных значениях сопротивления нагрузки.



Фиг. 168. Характеристики управления амплостата, иллюстрирующие влияние изменения сопротивления нагрузки, геометрические места для постоянной выходной мощности, угла насыщения  $\alpha$  и максимальной величины длительного тока нагрузки.

### § 7. Максимальная величина длительного тока нагрузки

Номинальным током является ток, вызывающий в дросселе среднее превышение температуры, например на  $55^\circ \text{C}$ . Если известна величина номинального тока нагрузки для полной

синусоиды ( $\alpha = 0$ ,  $i_n = 1$ ), то можно определить номинальное значение тока нагрузки для любого относительного значения тока нагрузки  $i_n$ .

При отсутствии наложения  $I_{н, \text{эфф.}} = \sqrt{2} I_{р, \text{эфф.}} = 0,354 a$ ,  $I_{н, m} = I_{н, \text{эфф.}}/k_r$ . При  $k_r = 1,11$  из фиг. 46  $I_{н, m} = 0,318 a$ . Для  $i_n \neq 1$  значения токов нагрузки, вызывающих одинаковые потери в меди, могут быть получены аналогичным путем. В результате получим кривую  $I_n = f(I_y w_y)$ , которая является функцией  $I_y w_y$ , а не  $R_n$ .

### § 8. Угол насыщения

Угол насыщения  $\alpha$  представлен как функция ампервитков управления. Линейная часть характеристики управления соответствует углам насыщения приблизительно от  $60^\circ$  до  $150^\circ$ .

### § 9. Максимальная величина напряжения на нагрузке, соответствующая линейной характеристике

Для того чтобы амплитат работал только в пределах линейной части характеристики, максимальная величина выходного напряжения  $U_{\text{вых.}}$  (5.9) должна быть равна  $1/2(1 + \cos \alpha)U = 0,75U$  для  $\alpha = 60^\circ$ . При  $U = (2\sqrt{2}/\pi)U_{\text{эфф.}}$  для верхнего предела линейной части характеристики управления  $U_{\text{вых.}} = 0,675 U_{\text{эфф.}}$ . Среднее значение напряжения на нагрузке  $U_n$  меньше, чем  $U_{\text{вых.}}$ , вследствие падения напряжения в рабочей обмотке и прямом сопротивлении выпрямителя. В амплитате фиг. 168  $U_n = 6,1 v = 0,34 U_{\text{эфф.}}$ . Для больших амплитатов и селеновых выпрямителей напряжение на нагрузке  $U_n$  может увеличиться до значений, близких к  $0,45 U_{\text{эфф.}}$ .

### § 10. Мощность (в вольт-амперах) одной рабочей обмотки

Эффективное значение рабочего тока  $i_{р, \text{эфф.}}$  на верхнем конце линейной области, как вытекает из предыдущего, может быть определено следующим образом:  $i_n = U_{\text{вых.}}/U = 0,75$ ,  $I_{р, \text{эфф.}} = 0,92 I_n$ , где  $I_n$  — среднее значение полного тока нагрузки. Значение мощности в вольт-амперах (эфф.) одной рабочей обмотки  $U_{\text{эфф.}} I_{р, \text{эфф.}} = 2,7 U_n I_n$ , где  $U_n$  и  $I_n$  — средние значения. Для больших амплитатов номинальная мощность одной рабочей обмотки уменьшается до  $2 U_n I_n$  и менее.

### § 11. Выходная мощность и коэффициент усиления по мощности

Обычно выходную мощность амплитата с активной нагрузкой выражают величиной  $I_n^2 R_n$ , хотя эта величина выражает выходную мощность амплитата с индуктивной нагрузкой, включенной в цепи

выпрямленного тока, обладающей тем же сопротивлением. Если нужно определить действительную величину мощности, выделяемой в чисто активной нагрузке,  $I_n^2 R_n$  умножается на квадрат коэффициента формы  $k_f^2$  (фиг. 46).

С помощью семейства кривых, представленного на фиг. 168, можно получить геометрическое место точек [18.4], соответствующих постоянным значениям  $I_n^2 R_n$ , что показано штрих-пунктирными линиями для 1; 1,5 и 2 *вт* выходной мощности. Если нужно, например, получить выходную мощность 1 *вт* при минимуме управляющей мощности, т. е. минимуме ампервитков управления, величина сопротивления нагрузки  $R_n$  должна лежать в пределах от 11,95 до 23,9 *ом*. Интересно отметить, что кривая геометрических мест для мощности 1 *вт* идет приблизительно вертикально в пределах относительно широких изменений сопротивления нагрузки  $R_n$ . Поэтому можно допустить значительные отклонения значений  $R_n$  от оптимальных без существенного уменьшения коэффициента усиления по мощности. Аналогичный вывод, сделанный для обычного ДН, иллюстрирован кривой А на фиг. 50.

Однако требование максимального усиления по мощности не является единственным критерием для определения надлежащей величины сопротивления нагрузки. Для поддержания температуры перегрева в пределах нормы максимальное значение длительного тока нагрузки не должно превышать значений, соответствующих пунктирной кривой (фиг. 168). Иногда полезно включать сопротивления нагрузки, превышающие указанные, например  $R_n = 47,8$  *ом* вместо сопротивлений 11,95—23,9 *ом*. Преимущество такого рода «перегрузки» заключается в уменьшении тока нагрузки. В связи с этим уменьшается нагрев рабочих обмоток, появляется возможность применения выпрямителей меньших размеров.

## § 12. Влияние рабочих температур

Выпрямители в амплостате влияют на его работу из-за наличия прямого и обратного сопротивлений. В селеновых выпрямителях прямое сопротивление уменьшается при изменении температуры шайб от —100 до 120° С. Обратное сопротивление имеет максимальное значение при температуре шайб, близкой к 0° С, и величина обратного сопротивления уменьшается с изменением температуры от 0 к —100 и к +120° С.

Магнитные свойства материала сердечника также подвержены изменениям с температурой. Динамическая петля гистерезиса становится уже с увеличением температуры, как правило из-за уменьшения потерь на вихревые токи вследствие увеличения сопротивления для вихревых токов. Ширина динамической петли гистерезиса может уменьшиться от 20 до 30% при увеличении температуры

сердечника от 25 до 105°С. Индукция насыщения уменьшается с увеличением температуры; с увеличением температуры сердечника от 25 до 105°С наблюдается уменьшение индукции насыщения от 2 до 7% [18.5].

При изменении температуры изменяется сопротивление обмоток ДН, что также влияет на характеристику управления амплистата.

### § 13. Относительная площадь окна сердечника, занимаемая обмотками

Относительная площадь окна, занимаемая рабочей обмоткой и обмоткой управления, также влияет на работу. Максимальный коэффициент усиления по мощности получается при одинаковых сечениях меди в обмотке управления и рабочей обмотке. Максимальная выходная мощность получается при заполнении рабочими обмотками как можно большей части окна сердечника. Остающаяся часть окна достаточна только для предотвращения чрезмерных перегревов в обмотке управления.

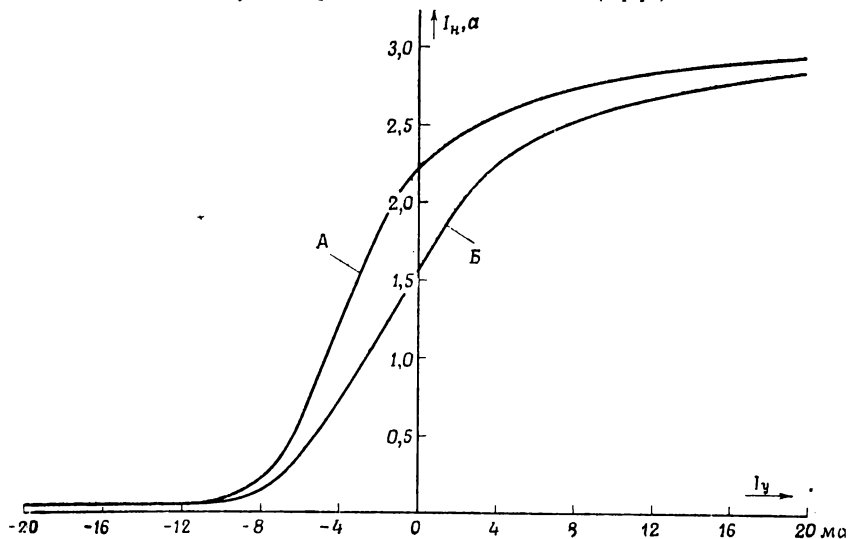
### § 14. Коэффициент полезного действия

Величина к. п. д. определяется выражениями (7.38) и (7.39). Например, для амплистата, характеристики которого показаны на фиг. 168, к. п. д. рабочей цепи  $\eta_p$  для выходной мощности 1 *вт* равны:  $\eta_p = 32\%$  для  $R_n = 11,95$  *ом*;  $\eta_p = 50\%$  для  $R_n = 23,9$  *ом* и  $\eta_p = 68\%$  для  $R_n = 47,8$  *ом*.

Потери в меди для этого ДН при  $I_y w_y = 1$  составляют 0,19 *вт*. При уменьшении угла насыщения, т. е. при увеличении тока нагрузки, потери в сердечнике, обусловленные основным потоком, уменьшаются, так как уменьшается величина изменения потока и, следовательно, уменьшается площадь петли гистерезиса. Однако поток рассеяния пропорционален току нагрузки, поэтому увеличение тока нагрузки вызывает потери, обусловленные потоком рассеяния. Этот поток рассеяния имеет составляющую, перпендикулярную к плоскости пластин, и, следовательно, может вызвать значительные потери в сердечнике. Суммарные потери в сердечнике, обусловленные основным потоком и потоком рассеяния, в действительности могут возрасти с увеличением тока нагрузки [4.8]. Этот факт приобретает особое значение для дросселей с ограничением по нагреву. Если подобные дроссели рассчитаны из условия достижения максимально допустимой температуры, считая, что максимальные потери равны потерям в меди плюс потери в сердечнике дросселя без нагрузки, действительные потери при полном токе нагрузки могут вызвать перегрев.

### § 15. Влияние увеличенного обратного тока выпрямителя

Характеристика управления мостового амплистата показана на фиг. 169 кривой А. Сердечники дросселей насыщения витые ( $D_{\text{внутр.}} = 76,2$  мм,  $D_{\text{внешн.}} = 103,2$  мм, ширина 28,6 мм) из текстурованной стали, толщина ленты 0,34 мм;  $\omega_p = 700$ ,  $\omega_y = 1000$ . Применялись селеновые выпрямители (диаметр шайбы 111,1 мм, в столбике 9 шайб). Напряжение питания 95 в (эфф.), частота 60 гц.



Фиг. 169. Кривая А — характеристика управления амплистата при наличии обратного тока выпрямителя; кривая Б соответствует увеличению обратного тока. Увеличение обратного тока вызывалось шунтированием выпрямителя сопротивлением.

Сопротивление нагрузки  $R_n = 20$  ом,  $R_{\text{вых.}} = 28,5$  ом. Коэффициент усиления по ампервиткам на линейной области характеристики, измеренный по наклону кривой А, равен  $K_{AW,1} = 219$ . Каждый из двух выпрямителей  $v_1$  и  $v_2$  (фиг. 133) шунтирован сопротивлением  $R_{s, \text{обр.}} = 10\,000$  ом. Эти сопротивления имитировали увеличение обратного тока выпрямителей  $v_1$  и  $v_2$ . Увеличение обратного тока выпрямителя для  $u_{\text{вых.}} = 1$  равно  $I_{s, \text{обр.}} = (1/2) U/R_{s, \text{обр.}} = 1/2 \cdot 95 \cdot 0,9/10\,000 = 0,00427$  а,  $I_{n, m} = 3$  а, следовательно,  $I_{s, \text{пр.}} = 3/2 = 1,5$  а и  $i_{s, \text{обр.}} = -0,285^{0/0}$ . С помощью выражения (17.12) для искусственно увеличенного обратного тока  $K_{AW,2} = 134,5$ . Характеристика управления с шунтирующими сопротивлениями в 10 000 ом показана кривой Б. Уменьшение коэффициента усиления по сравнению с кривой А значительно. Измерение угла наклона дает  $K_{AW,2} = 147$ , что отличается всего на 8,5% от ранее вычисленной величины.

## АМПЛИСТАТЫ С ПОДАВЛЕННЫМИ ПЕРЕМЕННЫМИ СОСТАВЛЯЮЩИМИ ТОКА УПРАВЛЕНИЯ

### § 1. Общие вопросы

Три предыдущие главы были посвящены схеме амплостата со свободными четными гармониками тока управления. Предельный случай для свободных четных гармоник характеризуется нулевым сопротивлением обмотки управления и отсутствием внешнего реактивного сопротивления цепи управления. В этом случае необходимое управляющее напряжение для работы в установившемся режиме, очевидно, равно нулю.

При конечном сопротивлении в цепи управления и при отсутствии других контуров, связанных с обмоткой управления и способных проводить четные гармоники тока, четные гармоники тока ограничиваются сопротивлением цепи управления и возникает необходимость в постоянном управляющем напряжении для уравнивания постоянного падения напряжения, вызванного средним током управления на сопротивлении цепи управления. Чем больше четные гармоники тока ограничиваются увеличением сопротивления цепи управления, тем большая величина постоянного управляющего напряжения становится необходима. По аналогии с гл. 5, § 10 получаем коэффициент подавления в виде

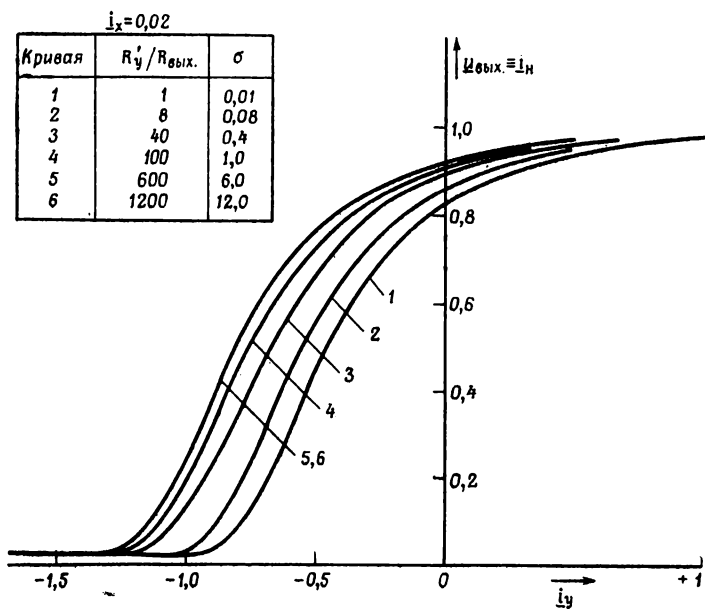
$$\sigma = \left| \frac{U_y / \omega_y}{U / \omega_p} \right|. \quad (19.1)$$

Используя выражения (5.12), (5.48), (15.9) и (16.8), получим

$$\sigma = \frac{1}{2} i_x \frac{R'_y}{R_{\text{вых.}}} \quad (19.2)$$

Фиг. 170 иллюстрирует влияние различных значений коэффициента подавления на характеристику управления амплостата. Кривая 1 типична для случая практически свободных гармоник тока управления:  $R'_y / R_{\text{вых.}} = 1$ ;  $i_x = 0,02$ ;  $\sigma = 0,01$ . Если увеличить сопротивление цепи управления  $R_y$ , то характеристика управления сдвинется влево (кривые 2, 3, 4, 5). При  $\sigma = 6$  ( $R'_y / R_{\text{вых.}} = 600$ , кривая 5) ток

управления практически не содержит свободных четных гармоник, поэтому увеличение  $R_y$  до 30 000 ом не будет вызывать дальнейшего сдвига (кривая б) характеристики управления. Таким образом, величина сдвига влево характеристики управления имеет определенный предел и характеристики управления для любых значений коэффициента подавления лежат между граничными характеристиками 1 и 5.



Фиг. 170. Влияние коэффициента подавления  $\sigma$  на характеристику управления амплитата.

Хотя техническая литература большей частью посвящена амплитатам с подавленными четными гармониками тока управления, действительное применение подобных амплитатов на практике не столь часто, о чем можно судить по имеющимся техническим данным [4.11], [4.13], [13.6], [15.4], [19.1] — [19.4].

Строгая теория амплитата с подавленными четными гармониками тока сложнее теории амплитата со свободными четными гармониками тока в основном из-за трудности выражения зависимости потока в сердечнике от времени в значениях м. д. с. постоянного тока (гл. 19, § 4). Во многих последних исследованиях эта трудность устранялась (или, вероятно, она даже не замечалась) предположением, что поток в сердечнике изменяется по динамической петле гистерезиса, которая снималась при синусоидальном напряжении питания. Это предположение приводит к очень простой теории, ко-



торая, несмотря на свои недостатки, нашла широкое распространение. Из-за популярности этой теории она рассмотрена в следующих двух параграфах.

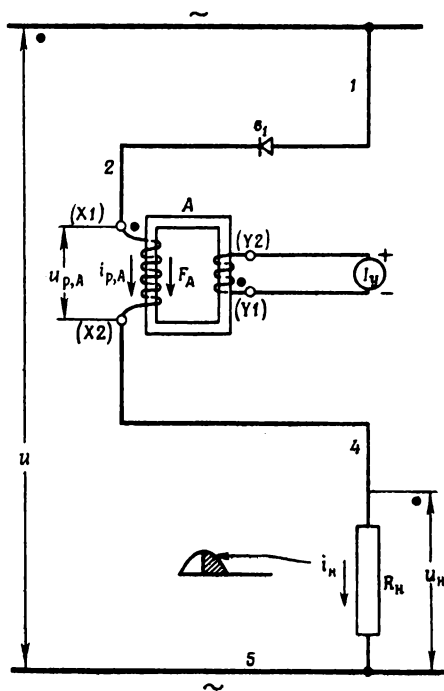
## § 2. Работа при нулевой связи для вихревых токов

В дальнейшем приняты следующие допущения. В течение интервала возбуждения сопротивление нагрузки пренебрежимо мало по сравнению с реактивным сопротивлением рабочей цепи. В течение интервала насыщения справедливо обратное положение. Выпрямитель имеет нулевое прямое и бесконечно большое обратное сопротивление. Рабочие обмотки обладают нулевым активным сопротивлением. Динамическая петля  $B-H$  имеет горизонтальные ветви насыщения, показывающие, что реактивные сопротивления рассеяния и насыщения рабочих обмоток равны нулю. Восходящие ветви частных петель гистерезиса начинаются на нисходящей ветви симметричной петли гистерезиса. Последнее предположение не совсем справедливо и будет отброшено в § 4 и 5. Исследования в дальнейшем ограничиваются нормальным возбуждением ( $x=1$ ) и будут проведены с так называемым однополупериодным амплистатом (фиг. 171).

Допустим, что переменное напряжение питания однополупериодного амплистата выключено (фиг. 171). Аналогично фиг. 139 начальное значение потока при  $\omega t = 0$  равно  $\Phi_1$  (фиг. 172, Б) и, следовательно, требуемые ампервитки управления равны  $-AW_1$ . Значения этих ампервитков, которые были получены из петли  $B-H$ , представленной на фиг. 172, Ж, показаны на фиг. 172, Д.

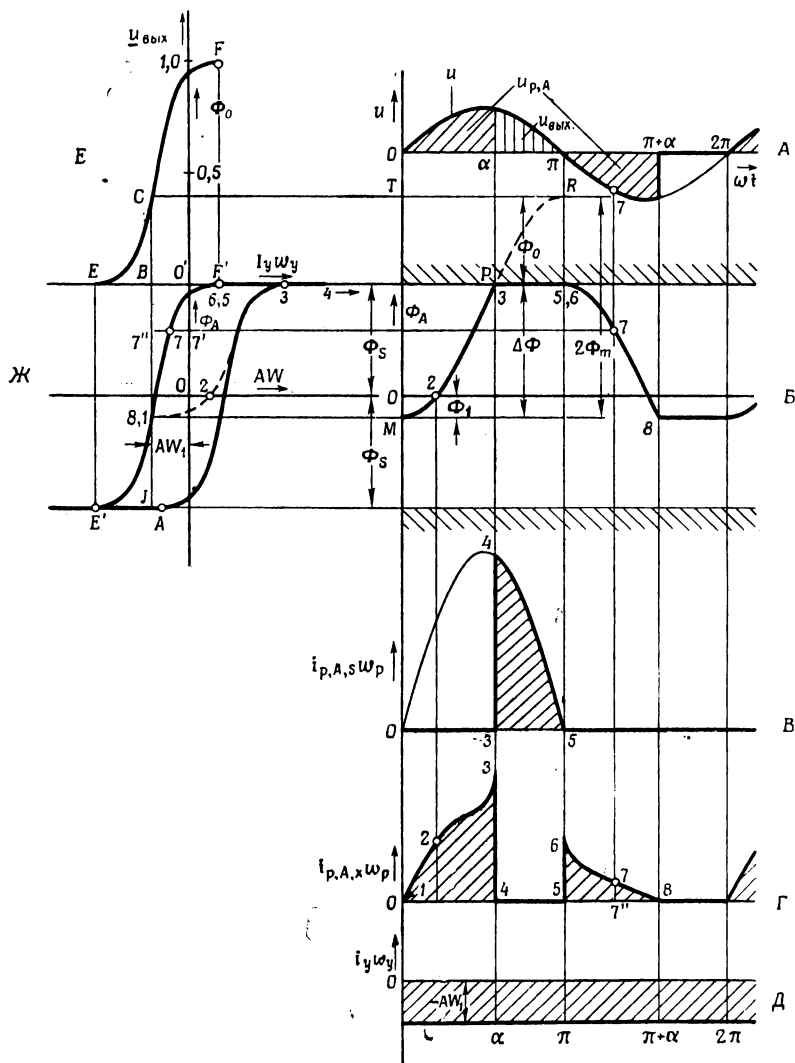
Далее включим переменное напряжение питания. Поток в сердечнике увеличится в соответствии с выражением (5.28) и станет для нормального возбуждения ( $\Phi_m = \Phi_s$ ) равным

$$\phi_A = \Phi_1 + \Phi_s (1 - \cos \omega t), \quad (19.3)$$



Фиг. 171. Амплистат по однополупериодной схеме.

что показано на фиг. 172, Б (МР). Для того чтобы получить этот поток в сердечнике, требуются такие рабочие ампервитки, чтобы



Фиг. 172. Кривые однополупериодного амплостата с подавленными переменными составляющими токов управления, работающего в положительной области. А — напряжение питания  $u$ , рабочее напряжение  $u_{p,A}$ , выходное напряжение  $u_{\text{вых}}$ ; Б — поток в сердечнике; В — составляющая насыщения рабочих ампервитков; Г — составляющая возбуждения рабочих ампервитков (масштабы для В и Г различны); Д — ампервитки управления; Е — обобщенная характеристика управления; Ж — динамическая петля В — Н.

сумма ампервитков управления и рабочих ампервитков равнялась полным ампервиткам, требуемым по петле  $B-H$ . Таким образом, рабочие ампервитки возбуждения  $I_{p, A, \omega} w_p$  могут быть определены из фиг. 172,  $B, Ж$ .

*Пример.* Для  $\phi_{A_i} = 0$ , точка 2 (процессы, происходящие одновременно, обозначены одинаковыми цифрами), рабочие ампервитки равны  $|AW_1| + 02$ . Таким способом получаются рабочие ампервитки возбуждения (фиг. 172,  $\Gamma$ ).

При  $\omega t = \alpha$  (точка 3) поток в сердечнике достигает насыщения, и рабочий ток ограничен только сопротивлением цепи (5.5). Это показано на фиг. 172,  $B$ . Следует отметить, что рабочие ампервитки в течение интервала насыщения  $I_{p, A, \omega} w_p$  на фиг. 172,  $B$  обычно на несколько порядков больше, чем  $I_{p, A, \omega} w_p$ , поэтому они показаны в совершенно другом масштабе. Интервал насыщения кончается при  $\omega t = \pi$  (точка 5 на фиг. 172) и начинается второй интервал возбуждения (точка 6 на фиг. 172). Поток все еще равен  $\Phi_s$ , и поэтому требуются ампервитки, равные  $O'F'$  (фиг. 172,  $E, Ж$ ). Обмотка управления создает ампервитки, равные  $BO'$ , остающиеся ампервитки  $BF'$  создает рабочая обмотка, что показано на фиг. 172,  $\Gamma$  отрезком 5—6.

При  $\omega t > \pi$  напряжение питания становится отрицательным. Однако рабочий ток может остаться положительным из-за возникновения э. д. с, уравновешивающей напряжение питания. Подобная э. д. с. получается в результате изменения потока в сердечнике, которое, в свою очередь, вызывается спаданием рабочего тока. Это качественное соотношение легко может быть выражено количественно. Так как рабочее напряжение равняется напряжению питания, то значение потока устанавливается мгновенно (6—7—8, фиг. 172,  $B$ ). Из величины потока (например, точка 7) сразу получается требуемая отрицательная м. д. с. (7—7', фиг. 172,  $Ж$ ). При отрицательных ампервитках величиной 7'—7'', создаваемых обмоткой управления, рабочий ток (7—7'', фиг. 172,  $\Gamma$ ) получается как разность (7'—7'')—(7—7') (фиг. 172,  $Ж$ ). Можно также видеть, что продолжительность двух интервалов возбуждения одинакова.

Полный рабочий ток равен сумме токов фиг. 172,  $B, \Gamma$ , выраженных в одинаковых масштабах. В действительности нет резкого разграничения между составляющей насыщения и составляющей возбуждения рабочего тока.

### § 3. Характеристика управления

Для данного начального значения потока  $\Phi_1$  и максимального изменения потока, равного  $2\Phi_m = 2\Phi_s$  (фиг. 172,  $B$ ), действительное изменение потока  $\Delta\Phi$  меньше, чем  $2\Phi_m$ , на величину  $\Phi_0$ . Построим теперь график зависимости  $\Phi_0$  от  $I_y w_y$  с началом координат в точке  $O'$  (фиг. 172,  $E$ ). Значение потока  $\Phi_0$ , соответствующее

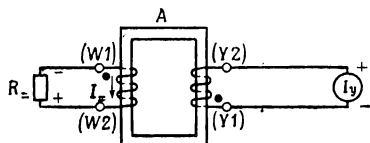
точке 1, показано отрезком  $CB$ . Из геометрических соотношений следует, что  $l_1 = BC$ . Следовательно, вид характеристики  $\Phi_0 = f(I_y w_y)$  ( $ECF$ ) подобен нисходящей ветви петли  $B-H$  ( $E'1F'$ ).

Для того чтобы иметь возможность применить одинаковые обозначения как для однополупериодного амплистата, так и для двухполупериодного амплистата, средние значения напряжений однополупериодного амплистата должны быть определены только за один полупериод. Изменение потока  $\Delta\Phi$  пропорционально среднему значению рабочего напряжения  $U_p$ ,  $\Delta$  (5.19) (заштрихованная область на фиг. 172, А). Так как выходное напряжение  $U_{\text{вых.}} = U - U_p$ ,  $\Delta$ , то  $U_{\text{вых.}}$  пропорционально  $\Phi_0$ . Поэтому характеристика  $ECF$  представляет собой номинальное выходное напряжение  $U_{\text{вых.}}$ , если  $FF'$  рассматривать как напряжение питания  $U$ . Или если  $FF'$  принять за единицу, то  $ECF$  становится характеристикой относительного значения выходного напряжения  $u_{\text{вых.}}$ .

Таким образом, характеристика относительного значения напряжения  $u_{\text{вых.}}$  имеет тот же вид, что и нисходящая ветвь симметричной динамической петли  $B-H$ .

#### § 4. Влияние контуров для вихревых токов [19.5], [19.6]

Вернемся к идеальной прямоугольной кривой намагничивания (фиг. 21). В ненасыщенной области полные м. д. с. равны нулю. Если такой сердечник имеет две обмотки и одна обмотка питается от источника постоянного тока  $I_y$  (фиг. 173), то в другой



Фиг. 173. Трансформатор с обмоткой, питаемой постоянным током.

обмотке будет протекать постоянный ток  $I_+$ . Ток  $I_+$  вызывает постоянное напряжение на сопротивлении цепи  $R_-$ . В результате поток в сердечнике будет убывать или возрастать во времени по линейному закону (5.22).

На фиг. 174 показана схема однополупериодного амплистата, изображенного на фиг. 171, но с добавленной третьей обмоткой (между зажимами  $W1$ ,  $W2$ ). Представляет интерес второй интервал возбуждения, когда напряжение питания отрицательно. Сопротивление рабочей обмотки считается гораздо большим, чем сопротивление нагрузки  $R_n$ , поэтому сопротивлением  $R_n$  можно пренебречь, что и показано замыканием зажимов 4 и 5.

Предположим, что цепь переменного тока разомкнута, тогда будут иметь место точно такие же условия, как и на фиг. 173. Будем считать, что все обмотки имеют одинаковое число витков, тогда напряжение на рабочей обмотке равно  $I_y R_+$  и отрицательно для отрицательных значений  $I_y$ . Если затем в схему включить напряжение питания переменного тока, то возможны два случая,

1. Величина напряжения питания  $u$  больше, чем  $I_y R_{\Sigma}$  [фиг. 175, А,  $(\pi + \gamma) < \omega t < (2\pi - \gamma)$ ].

2. Величина  $u$  меньше, чем  $I_y R_{\Sigma}$  [фиг. 175, А,  $\pi < \omega t < (\pi + \gamma)$  и  $(2\pi - \gamma) < \omega t < 2\pi$ ].

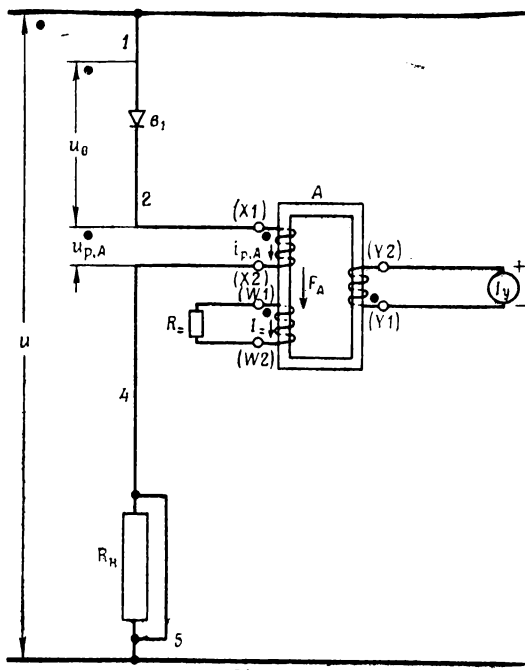
В первом случае рабочее напряжение не может преодолеть напряжения питания и из-за наличия выпрямителя  $v_1$  ток по рабочей обмотке протекать не будет. Поэтому этот случай сводится к фиг. 173. Отсюда можно сделать вывод, что поток изменяется с постоянной скоростью, определяемой рабочим напряжением  $I_y R_{\Sigma}$ .

Во втором случае может протекать рабочий ток. Рабочее напряжение становится равным напряжению питания, и поток в сердечнике изменяется по синусоиде.

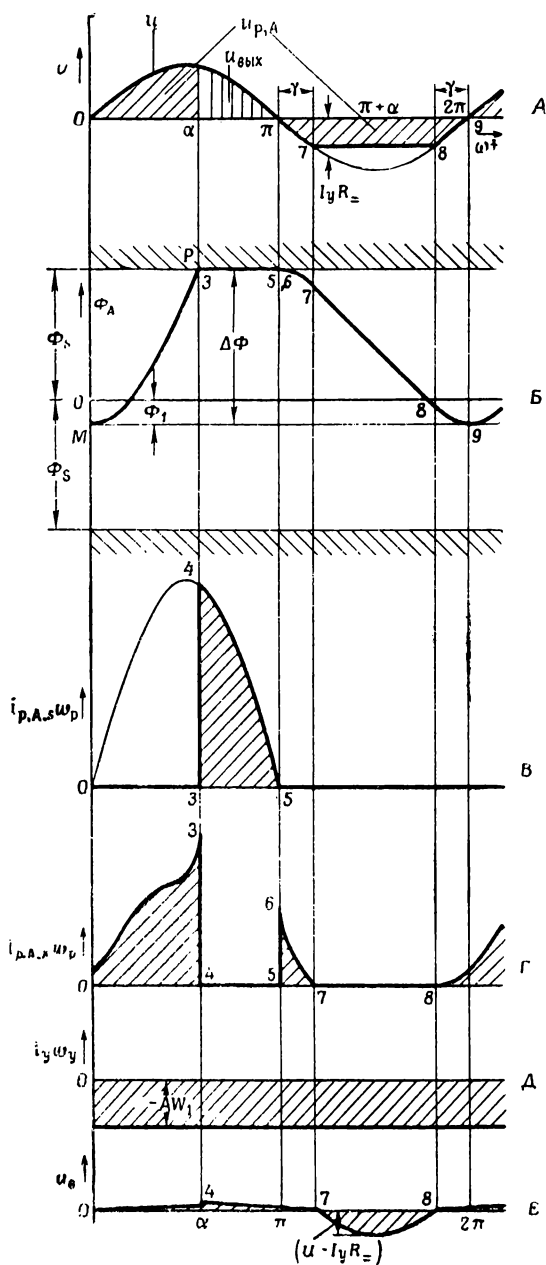
Оба эти случая показаны графически на фиг. 175, Б. При  $\pi < \omega t < (\pi + \gamma)$  поток в сердечнике такой же, как поток, показанный на фиг. 172, Б. При  $(\pi + \gamma) < \omega t < (2\pi - \gamma)$  поток в сердечнике линейно убывает, а при  $(2\pi - \gamma) < \omega t < 2\pi$  снова становится синусоидальным, достигая при  $\omega t = 2\pi$  начального значения  $\Phi_1$ . Период  $\pi < \omega t < 2\pi$  называется периодом уставки потока.

Исходя из предыдущего, можно сделать вывод, что второй интервал возбуждения не равен первому. Уставка потока имеет место в течение одного полупериода. Сопротивление  $R_{\Sigma}$  представляет потери в сердечнике на вихревые токи.

Кроме того, так как продолжительность уставки потока постоянна, средняя скорость изменения потока уменьшается с уменьшением пределов изменения потока  $\Delta\Phi$ . Поэтому потери в сердечнике уменьшаются и, следовательно, динамическая петля гистерезиса становится уже (фиг. 176) [3.9].



Фиг. 174. Однополупериодный амплистат с добавочной обмоткой между зажимами W1, W2 и добавочным сопротивлением нагрузки  $R_{\Sigma}$ , имитирующим потери в сердечнике.



Фиг. 175. Кривые однополупериодного амплитастата с добавочным сопротивлением нагрузки (фиг. 174); А — напряжение питания  $u$ , рабочее напряжение  $u_{r, A}$ , выходное напряжение  $u_{\text{вых}}$ ; Б — поток в сердечнике  $\Phi_A$ ; В — составляющая насыщения рабочих ампервитков; Г — составляющая возбуждения рабочих ампервитков (масштабы В и Г различны); Д — ампервитки управления; Е — напряжение на выпрямителе  $u_0$ .

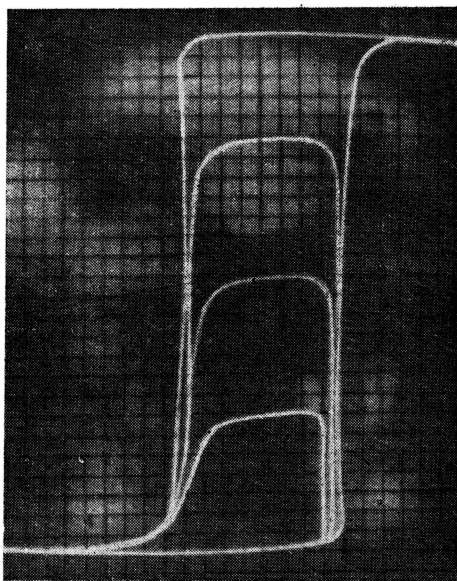
Выходное напряжение и, следовательно, характеристика управления зависят от величины  $I=R_+$ , которая практически не постоянна. Очевидно, что выходная величина является функцией не только тока управления, но также и вихревых токов и других потерь в сердечнике. Определение величины произведения  $I=R_+$  представляет большие трудности, что осложняет исследование амплистата с подавленными переменными тока управления [19.9].

Различные методы предсказания вида характеристики управления даны в работах [15.4], [18.12], [19.2], [19.5], [19.7], [19.8].

## § 5. Методы управления для однополупериодных амплистатов

Амплитуда изменения потока (фиг. 175, *Б*, от *М* до *Р*) определяется переменным напряжением питания. Ток управления (фиг. 175, *Д*), протекающий в течение первого полупериода, практически не оказывает влияния на амплитуду изменения потока и, следовательно, не управляет усилителем. Так как протекание тока управления вызывает потери, уничтожение этого тока в течение первого полупериода вызовет увеличение коэффициента усиления. Уничтожение тока управления может быть осуществлено путем применения переменного управляющего напряжения, которое синхронно с напряжением питания и включено последовательно с обмоткой управления и выпрямителем (фиг. 315). Изменением величины сигнала переменного тока осуществляется управление током нагрузки усилителя. Этот метод применим тогда, когда управляющим сигналом является переменное напряжение, получаемое, например, с сельсинов [19.10].

В том случае, когда управляющим сигналом является постоянный ток, можно использовать соединение, состоящее из источника сигнала постоянного тока последовательно с переменным синхронным напряжением (напряжением смещения). Разность этих напряжений подводится к обмотке управления с помощью однополупериодного



Фиг. 176. Динамическая петля *В—Н* однополупериодного амплистата, снятая для различных значений ампервитков управления.

выпрямителя [4.16], [5.4] (фиг. 315). При использовании сигнала переменного тока не только его величина, но также и фаза определяет значение выхода усилителя. Поэтому усилитель может использоваться так же как фазовый дискриминатор (гл. 26, § 12).

Выщеразобранные принципы управления для однополупериодных схем могут быть распространены и на двухполупериодные схемы.

## § 6. Двухполупериодные амплистаты

Два однополупериодных амплистата могут быть объединены в двухполупериодный амплистат. Так как ток управления является постоянным током, не может иметь места связь двух однополупериодных амплистатов через цепь управления. Однако такая связь может появиться через общее нагрузочное сопротивление во время периода уставки потока.

*Мостовая схема* (фиг. 143). Два однополупериодных амплистата (фиг. 171) могут быть объединены в мостовой амплистат, так как сопротивление нагрузки  $R_n$  считается малым по сравнению с рабочим реактивным сопротивлением. Связь через  $R_n$  во время общего периода возбуждения мала. В течение периода насыщения одного ДН, например дросселя  $B$ , остаточное напряжение для сердечника  $A$  уменьшается из-за падения напряжения на прямом сопротивлении  $v_d$ . До тех пор пока величина этого падения напряжения мала, связь ничтожна и безразмерная характеристика управления двухполупериодного амплистата аналогична характеристике однополупериодного амплистата.

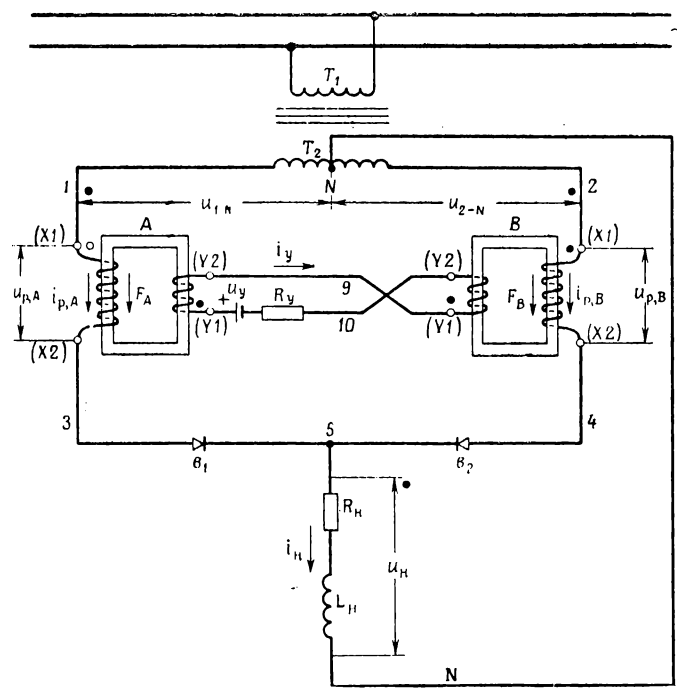
*Амплистат со средней точкой* (фиг. 145). Периодом связи является интервал насыщения. Однако в этом случае напряжение на нагрузке вводится в цепь уставки, увеличивая переменное напряжение уставки. Следует ожидать расхождения между обобщенными характеристиками управления однополупериодного амплистата и амплистата со средней точкой [19.3]. Однако это расхождение не всегда может иметь место [19.5] из-за влияния различных обратных эффектов.

*Амплистат переменного тока* (фиг. 138). В этом случае напряжение уставки в течение интервала насыщения равно напряжению питания минус напряжение на нагрузке. При подобных условиях гораздо меньшая амплитуда изменения ампервитков управления будет достаточна для перекрытия полной характеристики, что даст в результате более крутую обобщенную характеристику управления для амплистата переменного тока, чем для однополупериодного амплистата.



## DL

Предметом исследования будет схема, основанная на схеме амплитатора со средней точкой, приведенной на фиг. 145. Если в нагрузку



Ф и г. 177. Схема амплистата со средней точкой с индуктивной нагрузкой, включенной в цепи выпрямленного тока, и без шунтирующего выпрямителя.

включить индуктивность  $L_n$ , то получится схема, приведенная на фиг. 177, работа которой будет объяснена на примере случая чисто активной нагрузки с учетом влияния индуктивности нагрузки  $L_n$ .

Сделаны те же допущения, что и для случая чисто активной нагрузки (гл. 16). Необходимо только еще раз отметить, что амплистат работает со свободными четными гармониками тока и что независимой переменной является величина управляющего напряжения.

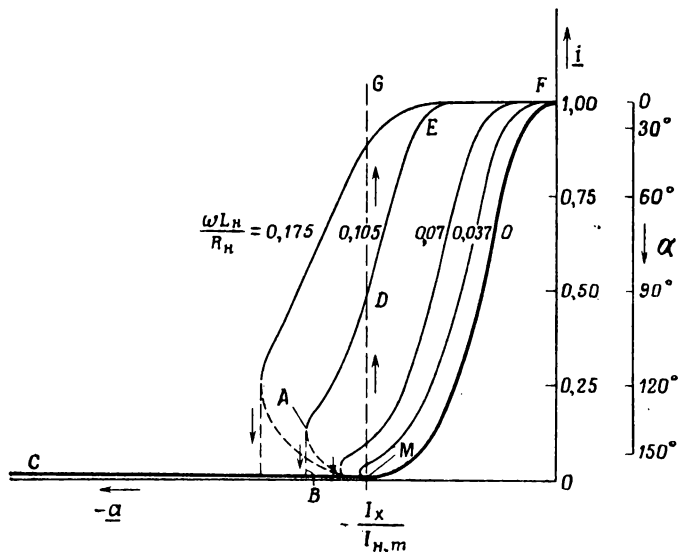
Ниже сначала рассматриваются внешние проявления индуктивности нагрузки, а затем дается объяснение ее несколько необычным влияниям.

## § 2. Внешние проявления индуктивности нагрузки

Характеристика управления амплистата с чисто активной нагрузкой (фиг. 148) представляет собой косинусоиду (16.6). Как будет вскоре ясно, более удобно по оси абсцисс откладывать не относительное значение тока управления  $i_y$  (16.9) (фиг. 148), а относительное значение ампервитков управления  $a$  (7.3). Из выражений (15.8), (15.9) и (16.9)

$$\underline{a} = i_y i_x. \quad (20.1)$$

Характеристика управления для случая чисто активной нагрузки показана на фиг. 178 и соответствует значению  $\omega L_n/R_n = 0$ .



Фиг. 178. Экспериментальные характеристики управления, снятые на амплистате по схеме фиг. 177.

При индуктивной нагрузке, т. е. при отличном от нуля значении отношения  $\omega L_n/R_n$ , вид характеристики управления изменяется. Эти изменения характеризуются двумя чертами:

а) характеристика сдвигается влево; б) появляется неустойчивость, называемая часто релейным действием. (О релейном действии при активной нагрузке см. гл. 13, § 6.)

Например, при увеличении управляющего напряжения в отрицательном направлении характеристика управления для  $\omega L_n/R_n = 0,105$  начиная от  $a = 0$  плавно идет до точки  $A$ , где кончается область стабильной работы. При незначительном увеличении управляющего напряжения в отрицательном направлении характеристика попадает в точку  $B$ . Далее работа продолжается вдоль так называемой отрицательной ветви характеристики управления  $MBC$ . Ясно, что бесконечно малого изменения управляющего напряжения достаточно, чтобы вызвать изменение тока нагрузки от точки  $A$  до точки  $B$ . Эта неоднозначная зависимость тока нагрузки от сигнала управления называется неустойчивостью или релейным действием. Несмотря на то, что характеристика управления дает представление о крутом изменении от  $A$  до  $B$ , не следует думать, что изменение тока нагрузки от значения, соответствующего точке  $A$ , к значению в точке  $B$  происходит мгновенно. Осциллограммы показывают, что это изменение происходит за время, равное нескольким периодам. Кроме того, из этих осциллограмм следует, что в действительности зависимость тока нагрузки от тока управления выражается неустойчивой ветвью характеристики  $AM$ , показанной на фиг. 178 пунктирной кривой. Вблизи точки  $M$  работа переходит с неустойчивой части характеристики  $AM$  на стабильную отрицательную часть характеристики  $MBC$ , и ток изменяется по этой отрицательной характеристике, пока не достигнет точки  $B$ .

Обратно, при увеличении управляющего напряжения в положительном направлении изменения начинаются от точки  $C$  отрицательной части характеристики, которая кончается в точке  $M$ . Если увеличить управляющее напряжение на бесконечно малую положительную величину за точку  $M$ , то ток нагрузки изменится от значения, соответствующего точке  $M$ , до значения, соответствующего точке  $D$ . Характеристика снова дает представление о скачке. В действительности же ток нагрузки проходит неустойчивую часть характеристики  $AM$  и стабильную часть  $AD$  в противоположных направлениях до тех пор, пока его значение не станет соответствовать точке  $D$ . Переход от точки  $M$  к  $D$  также требует конечного значения времени.

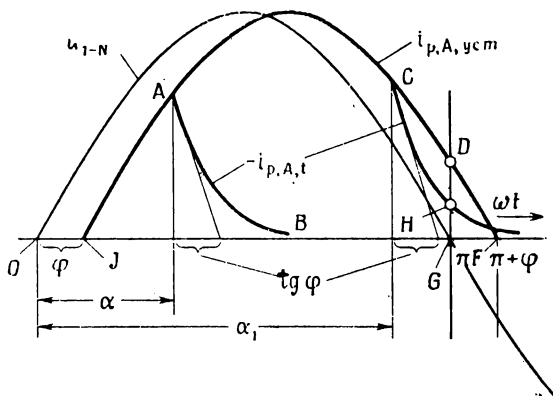
Таким образом, характеристика управления имеет стабильные участки  $ADEF$  и  $CBM$  и неустойчивую часть  $AM$ . Такой вывод создает представление о наличии псевдохарактеристик  $AB$  и  $MD$ . На самом деле изменение от точки  $A$  к  $B$  имеет место только книзу, а изменение от  $M$  к  $D$  — только вверх. Остальные характеристики на фиг. 178 относятся к различным значениям отношения  $\omega L_n/R_n$  и соответствуют описанному выше общему случаю. Интересно отметить, что скачок вверх во всех характеристиках происходит по одной и той же вертикали  $MG$ .

Дроссели насыщения, использованные для этих исследований, состояли из двух витых сердечников. Размеры сердечников:  $D_{\text{внешн.}} = 38$  мм,  $D_{\text{внутр.}} = 25,4$  мм, высота — 9,5 мм. Сердечники навиты из ортонола толщиной 0,1 мм,  $w_p = 2600$  виткам, 69 ом, общая обмотка управления имеет  $w_y = 2000$  виткам, 397 ом. Использовались германиевые выпрямители типа 1N92;

$$U_{\text{сг.}} = 50 \text{ в, } I_{\text{н. т}} = 0,21 \text{ а, } f = 60 \text{ гц.}$$

### § 3. Кривые рабочего тока при работе с одной рабочей обмоткой

Предположим, что размыканием цепи рабочей обмотки сердечника  $B$  сразу после насыщения сердечника  $A$  в момент  $\omega t = \alpha$  нарушена работа амплитата. Величину рабочего тока  $i_{p, A}$  можно получить



Фиг. 179. Построение кривой рабочего тока из установившейся составляющей  $i_{p, A, \text{уст.}}$  и переходной составляющей  $i_{p, A, t}$ , когда другая рабочая цепь разомкнута.

сложением [20,1], [20,2] величины  $i_{p, A, \text{уст.}}$ , соответствующей установившемуся значению ( $JACDF$ , фиг. 179),

$$i_{p, A, \text{уст.}} = \frac{U_m}{\sqrt{R_H^2 + (\omega L_H)^2}} \sin(\omega t - \varphi), \quad (20.2)$$

$$\varphi = \arctg \frac{\omega L_H}{R_H} \quad (20.3)$$

и переходной составляющей  $i_{p, A, t}$  ( $AB$ )

$$i_{p, A, t} = - \frac{U_m}{\sqrt{R_H^2 + (\omega L_H)^2}} e^{-\frac{\omega t - \alpha}{Tg \varphi}} \sin(\alpha - \varphi). \quad (20.4)$$

Рабочий ток

$$i_{p, A} = i_{p, A, \text{уст.}} + i_{p, A, t} \quad (20.5)$$

равен расстоянию по вертикали между кривой  $JACDF$  и экспонентой  $AB$ .

Как показано на фиг. 76, экспонента в момент времени  $t = 3T$  достигает 50% своего начального значения. Если вместо  $t$  воспользоваться величиной  $\omega t$  (20.3), (20.4), экспонента (20.4) при  $\omega t = 3\omega T = 3\text{tg } \varphi$  достигнет 50% своего начального значения.

Поэтому для  $\alpha < \pi - 3\text{tg } \varphi$  переходная составляющая при  $\omega t = \pi$  практически равна нулю и, следовательно, рабочий ток  $DG$  при  $\omega t = \pi$ , обозначенный через  $i_{p, A, \pi}$ , не зависит от угла насыщения. Для углов насыщения  $\pi - 3\text{tg } \varphi < \alpha < \pi$  (например,  $\alpha_1$ ) имеет место переходная составляющая  $CH$ . Эта переходная составляющая действует еще при  $\omega t = \pi$ . Таким образом, рабочий ток  $i_{p, A, \pi} = DH$  зависит от  $\alpha$ . Смысл величины  $i_{p, A, \pi}$  вскоре будет ясен.

#### § 4. Влияние второй рабочей обмотки при $\omega t = \pi + 0$

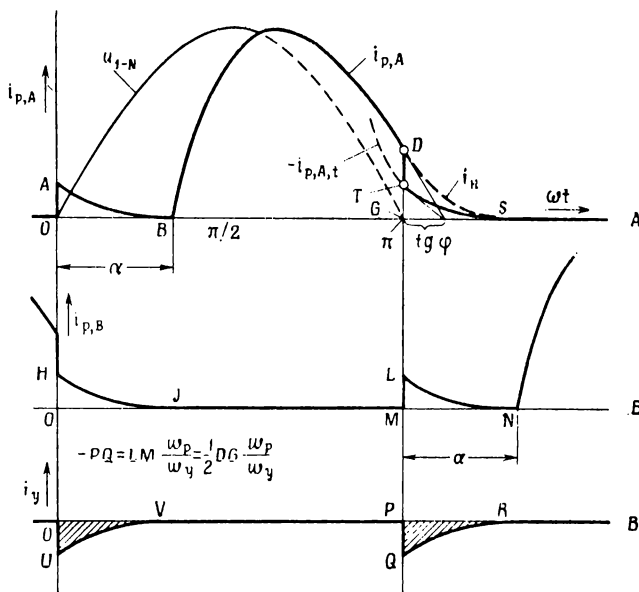
В момент времени  $\omega t = \pi$  включим рабочую цепь дросселя насыщения  $B$ . По рабочей обмотке дросселя  $A$  будет протекать ток  $i_{p, A, \pi}$ , соответствующий отрезку  $DG$  (фиг. 179); этот же ток будет протекать через выпрямитель  $v_1$ .

Выпрямители обладают способностью пропускать ток только в одном направлении. Это свойство относится к току цепи, но не к составляющим тока (гл. 11, § 2). Например, если через выпрямитель в прямом направлении протекает ток, равный  $3a$ , можно наложить обратный ток в  $2a$ , потому что остается еще прямой ток в  $1a$ . Аналогично, если прямой ток  $DG$  (фиг. 179, 180,  $A$ ) протекает через выпрямитель  $v_1$ , может быть наложен обратный ток, равный величине  $DG$ . Но почему наложенный обратный ток должен протекать через выпрямитель  $v_1$ ?

При  $\omega t = \pi$  напряжение  $u_{2-N} - u_{1-N}$  равно нулю в начале положительного полупериода. Рассмотрим, что произойдет в момент  $\omega t = \pi + 0$ , когда напряжение  $u_{2-N} - u_{1-N}$  станет равным очень малой положительной величине. С этой целью исследуем импеданс контура 2, 4, 5, 3, 1 (фиг. 177.).

Дроссель насыщения  $B$  ненасыщен и, следовательно, может работать как трансформатор тока. Его зажимы  $Y1$ ,  $Y2$  включены в цепь, содержащую обмотку управления дросселя  $A$ . Так как протекает ток  $i_{p, A, \pi}$  ( $DG$ , фиг. 179), ДН  $A$  остается насыщенным, и поэтому реактивное сопротивление его обмотки управления равно нулю. Согласно принятым допущениям, сопротивление цепи управления очень мало. Следовательно, зажимы  $Y1$  и  $Y2$  ДН  $B$  практически короткозамкнуты. В результате реактивное сопротивление рабочей обмотки дросселя  $B$  равно нулю. В контуре 2, 4, 5, 3, 1 действует

напряжение  $u_{2-N} - u_{1-N}$ . Рабочая обмотка дросселя  $A$  также обладает нулевым реактивным сопротивлением вследствие насыщения током  $i_{p,A,\pi}$ . Импедансами, включенными в контур, являются только активные сопротивления, по которым протекает ток  $i_{p,B}$ , вызванный напряжением  $u_{2-N} - u_{1-N}$ , конечно, при условии, что ток цепи в выпрямителе  $v_1$  все еще положителен.



Фиг. 180 Изменение во времени рабочих токов  $i_{p,A}$ ,  $i_{p,B}$  и экстратока  $i_y$  при обеих замкнутых рабочих цепях.

Ток  $i_{p,B}$  требует тока управления  $i_y$  вследствие трансформаторного действия в ненасыщенном дросселе  $B$ . Пренебрегая токами возбуждения, получим

$$i_y \omega_y = -i_{p,B} \omega_p. \quad (20.6)$$

Ток  $i_{p,B}$ , протекая по контуру 2, 4, 5, 3, 1, вычитается из предыдущего рабочего тока. Под „предыдущим“ рабочим током следует понимать ток, протекающий в цепи при разомкнутой рабочей обмотке дросселя  $B$  (см. фиг. 179). При  $\omega = \pi + 0$  „предыдущий“ рабочий ток меньше, чем  $i_{p,A,\pi}$ , на бесконечно малую величину, на которую ток  $i_{p,A}$  изменился за промежуток  $\pi < \omega t < \pi + 0$ . Так как в дальнейшем будем иметь дело с абсолютными величинами, а не с относительными, можно считать „предыдущий“ рабочий ток постоянным в окрестности  $\omega t = \pi$ .

При токе  $i_{p, B}$ , направленном навстречу „предыдущему“ рабочему току  $i_{p, A, \pi}$ , ампервитки сердечника  $A$  уменьшаются. Дальнейшее уменьшение ампервиток сердечника  $A$  вызывается обмоткой управления (20.6). Обозначим через  $AW_A$  ампервитки, действующие на сердечник  $A$ .

$$AW_A = i_{p, A, \pi} w_p - i_{p, B} w_p + i_y w_y. \quad (20.7)$$

Учитывая выражение (20.6), получим

$$AW_A = (i_{p, A, \pi} - 2i_{p, B}) w_p. \quad (20.8)$$

При  $\omega t > \pi + 0$  ток  $i_{p, B}$  будет уменьшаться пропорционально  $u_{2-N} - u_{1-N}$  и, следовательно, будут уменьшаться  $AW_A$ . При

$$i_{p, B} = \frac{1}{2} i_{p, A, \pi} \quad (20.9)$$

$AW_A = 0$ , что свидетельствует о том, что сердечник  $A$  становится ненасыщенным. Следует отметить, что для этого момента прямой ток цепи  $i_{p, A}$  в выпрямителе  $v_1$  все еще положителен, а именно:

$$i_{p, A} = i_{p, A, \pi} - i_{p, B} = \frac{1}{2} i_{p, A, \pi} \quad (20.10)$$

и, следовательно, не было ошибкой наложение тока  $i_{p, B}$  в направлении, обратном для выпрямителя  $v_1$ .

При отсутствии реактивного сопротивления время (если считать от  $\omega t = \pi$ ), необходимое для достижения сердечником  $A$  ненасыщенного состояния (20.9), зависит от  $u_{2-N} - u_{1-N}$  и сопротивления контура. В целях упрощения предположим, что сопротивление контура 2, 4, 5, 3, 1, 2 равно нулю. Тогда можно сделать вывод, что при  $\omega t = \pi + 0$ : 1) оба сердечника ненасыщены; 2) ток нагрузки  $i_{p, A, \pi}$  разделяется на две равные составляющие (20.9), (20.10); 3) рабочие токи  $i_{p, A}$  и  $i_{p, B}$  не встречают реактивного сопротивления при протекании от  $N$  к 5 (фиг. 177) потому, что ампервитки обмотки управления равны по величине, но противоположны по направлению рабочим ампервиткам (20.6).

## § 5. Интервалы возбуждения ( $0 < \omega t < \alpha$ , $\pi < \omega t < \pi + \alpha$ )

Рассмотрим процесс возбуждения при чисто активной нагрузке (гл. 15, § 8). Пусть, например, в течение интервала  $\pi < \omega t < \pi + \alpha$  сердечник  $A$  возбуждается от своей обмотки управления, которая в свою очередь питается от обмотки управления ДН  $B$ . В результате на рабочей обмотке ДН  $A$  появится напряжение. Если пренебречь потерями при трансформации, напряжение на рабочей обмотке дросселя  $A$  равно напряжению на рабочей обмотке дросселя  $B$  и, следовательно, напряжение между точками  $N$  и 5 (фиг. 177) равно нулю.

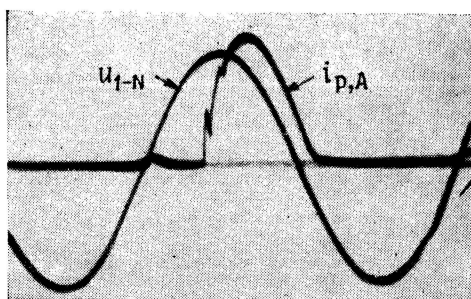
Если ввести теперь ток в  $N$ , например, от индуктивности нагрузки  $L_n$ , то этот ток будет течь к точке 5, не встречая реактивного

сопротивления. Ток нагрузки в точке  $N$  делится на две составляющие:  $i_{p,A}$  и  $i_{p,B}$  (фиг. 180). Так как оба сердечника ненасыщены, имеет место трансформация между рабочими обмотками и обмотками управления. Ток управления одинаков для обоих ДН, и поэтому, пренебрегая токами возбуждения, получим

$$i_{p,A} = i_{p,B} = \frac{1}{2} i_n. \quad (20.11)$$

Кривые тока, изображенные на фиг. 179, были получены при разомкнутой рабочей обмотке дросселя  $B$ . Напряжение питания  $u_{1-N}$  действует до тех пор, пока протекает рабочий ток  $i_{r,A}$  (до момента  $\omega t = \pi + \varphi$ ). Однако было найдено, что при замкнутой рабочей обмотке дросселя  $B$  между точками  $N$  и  $5$  напряжения нет и, следовательно, в течение интервала возбуждения напряжение на нагрузке равно нулю ( $u_n = 0$ ). Поэтому ток нагрузки  $i_n$  не будет изменяться по синусоиде (20.2), а начнет затухать по экспоненте с постоянной времени  $\omega L_n / R_n = \text{tg} \varphi$  (20.4).

Это демонстрируется на фиг. 180,  $A$  при том же угле насыщения, что на фиг. 179. При  $\alpha < \omega t < \pi$  ток нагрузки  $i_n$  равен рабочему току  $i_{r,A}$  ( $DG$ ). Для  $\pi < \omega t < \pi + \alpha$  напряжение на нагрузке  $u_n = 0$ , поэтому  $i_n$  спадает по экспоненте (пунктирная кривая  $DS$ ). Из выражения (20.11) находим  $i_{p,A}$  ( $TS$ , фиг. 180,  $A$ ) и  $i_{p,B}$  ( $LN$ , фиг. 180,  $B$ ) и видим, что оба рабочих тока протекают одновременно. Однако следует заметить, что половина тока нагрузки протекает в направлении, обратном напряжению на вторичной обмотке трансформатора. Например, в течение  $\pi < \omega t < \pi + \alpha$  ток  $i_{p,A}$  протекает в направлении, противоположном  $u_{1-N}$ , но  $i_{p,A}$



Фиг. 181. Осциллограмма напряжения питания  $u_{1-N}$  и рабочего тока  $i_{r,A}$ .

Вследствие симметрии контура могут быть обнаружены аналогичные условия в интервале  $0 < \omega t < \alpha$  и соответствующие рабочие токи  $AB$  (фиг. 180,  $A$ ) и  $HJ$  (фиг. 180,  $B$ ). На фиг. 180 не показаны токи возбуждения.

может протекать из-за наличия напряжения на рабочей обмотке дросселя  $A$ , получаемого путем трансформации из рабочей обмотки дросселя  $B$ . При отсутствии потерь напряжение на рабочей обмотке дросселя  $A$  равно по величине, но противоположно по знаку напряжению трансформатора  $u_{1-N}$ .

Вследствие симметрии контура могут быть обнаружены аналогичные условия



В действительности сопротивления контура не равны нулю, поэтому фронт кривых тока при  $\omega t = 0$  и  $\omega t = \pi$  не вертикален.

Осциллограмма напряжения питания и рабочего тока показана на фиг. 181.

*Выводы для интервалов возбуждения.*

1. Выводы, сделанные для  $\omega t = \pi + 0$  (гл. 20, § 4), справедливы также для интервалов возбуждения.

2. Несмотря на то, что по рабочим обмоткам протекают составляющие тока нагрузки, механизм возбуждения одного сердечника другим такой же, как и для случая чисто активной нагрузки (гл. 15, § 8). Отсюда следует, что потоки в сердечниках и составляющие возбуждения тока управления такие же, как и в случае чисто активной нагрузки.

3. Напряжение на нагрузке (между точками  $N$  и  $B$ , фиг. 177) равно нулю в течение интервала возбуждения, как и в случае чисто активной нагрузки.

### § 6. Интервалы насыщения ( $\alpha < \omega t < \pi$ , $\pi + \alpha < \omega t < 2\pi$ )

Пусть сердечник  $B$  насыщается при  $\omega t = \pi + \alpha$ . Через цепь управления напряжение не трансформируется из рабочей обмотки дросселя  $B$  в рабочую обмотку дросселя  $A$ . При отсутствии трансформированного напряжения рабочий ток  $i_{r,A}$  не может протекать навстречу напряжению питания. Поэтому рабочий ток  $i_{r,A}$  прерывается, а ток  $i_{r,B}$  становится равным току нагрузки. Напряжение на нагрузке  $u_n$  равно половине вторичного напряжения на трансформаторе  $T_2$  (фиг. 177).

*Выводы для интервала насыщения.*

1. Напряжение на нагрузке  $u_n$  в случае индуктивной нагрузки такое же, как и в случае чисто активной нагрузки. Следовательно, для случая индуктивной нагрузки, включенной в цепи выпрямленного тока, также справедливо равенство (5.9). Так как, по предположению, все сопротивления току нагрузки включены в сопротивление нагрузки,  $u_n \equiv u_{\text{вых.}}$  и, следовательно,

$$U_{\text{вых.}} \equiv U_n = \frac{1 + \cos \alpha}{2} U. \quad (20.12)$$

2. Из предыдущего вывода следует, что выражения (5.49) и (15.6) также справедливы и для случая индуктивной нагрузки, включенной в цепи выпрямленного тока.

### § 7. Экстраток управления

Полный ток управления усилителя с индуктивной нагрузкой, включенной в цепи выпрямленного тока, можно рассматривать в виде суммы двух составляющих: тока управления для случая чисто активной

нагрузки и составляющей, называемой экстратоком управления, которая обязана своим существованием исключительно индуктивности нагрузки. Вскоре будет ясно, что экстраток управления является причиной неустойчивости работы магнитных усилителей. Экстраток управления  $i_y$  показан кривой  $UV$ ,  $QR$  на фиг. 180,  $B$  и получается из выражений (20.6) и (20.11).

### § 8. Сдвиг характеристики управления влево

Основным отличием работы магнитного усилителя при чисто активной нагрузке и при нагрузке, содержащей еще и индуктивность, является наличие экстратока управления. Величина ампервитков экстратока управления, зависящая от отношения  $\omega L_n/R_n$ , того же порядка или больше, чем величина ампервитков управления для случая чисто активной нагрузки. Поэтому ампервитки экстратока управления обуславливают отличие характеристики управления в случае индуктивной нагрузки от характеристики управления при чисто активной нагрузке. Экстраток управления всегда отрицателен, поэтому характеристика управления для случая индуктивной нагрузки сдвинута влево относительно характеристики управления при чисто активной нагрузке.

Для получения лучших количественных соотношений в дальнейшем отдельно будут рассматриваться случаи, соответствующие нагрузкам с малой и большой постоянной времени.

$$\omega L_n \ll R_n.$$

### § 9. Причина неустойчивости

Как показано на фиг. 179, угол насыщения может изменяться в значительных пределах, не влияя на рабочий ток  $i_{p, A, \pi}$ . Пока  $i_{p, A, \pi}$  (фиг. 179, 180,  $A$ ) остается постоянным, экстраток управления также постоянен и, следовательно, постоянен сдвиг характеристик влево по отношению к характеристике, соответствующей случаю активной нагрузки ( $\omega L_n = 0$ ).

Как только угол насыщения превысит  $\pi - 3\text{tg } \varphi$ , изменение  $i_{p, A, t}$  вызовет затухание рабочего тока  $i_{p, A, \pi}$  (например,  $HD$ , фиг. 179). В результате абсолютное значение экстратока управления также уменьшится. Отсюда следует, что сдвиг влево характеристики управления становится меньше при  $\alpha > (\pi - 3\text{tg } \varphi)$ . В результате характеристика управления искривляется по направлению к точке  $M$  (пунктирные кривые, фиг. 178). Для  $\alpha = \pi$  экстраток управления равен нулю и, следовательно, равен нулю сдвиг характеристики влево. Это означает, что характеристика управления в случае индуктивной нагрузки полностью искривляется к точке  $M$ , которая является точкой минимума характеристики управления для случая чисто активной

нагрузки. Это искривление характеристики графически выражает неустойчивость усилителя.

Так как фазовый угол  $\varphi$  увеличивается с увеличением  $\omega L_n/R_n$ , искривление характеристики управления будет иметь место при меньших значениях  $\alpha$  и, следовательно, больших значениях  $i_n$ , если  $\omega L_n/R_n$  увеличивается, как показано на фиг. 178.

Сдвиг влево характеристики управления пропорционален среднему значению экстратока управления, показанному заштрихованными площадями на фиг. 180, В. В свою очередь эти площади пропорциональны  $i_{p, A, \pi}^2$ . Можно показать, что для малых значений  $\omega L_n/R_n$  ток  $i_{p, A, \pi}$  почти пропорционален  $\omega L_n/R_n$ . Отсюда следует, что для малых значений  $\omega L_n/R_n$  сдвиг влево характеристики управления приблизительно пропорционален  $(\omega L_n/R_n)^2$ . При наличии сопротивления контура относительное значение сдвига характеристики влево  $\Delta a$  может быть приблизительно выражено (без доказательства) в виде

$$\Delta a \simeq \frac{1}{2} \left( \frac{\omega L_n}{R_n} \right)^2 \frac{R_n}{R + 1/2 (R_p + R_{p, пр.}) + 1/4 R'_y}. \quad (20.13)$$

## § 10. Неустойчивость при чисто активной нагрузке

Если небольшие индуктивности включить в рабочие контуры, характеристика управления будет отражать неустойчивость, даже если нагрузка чисто активная ( $L_n = 0$ ).

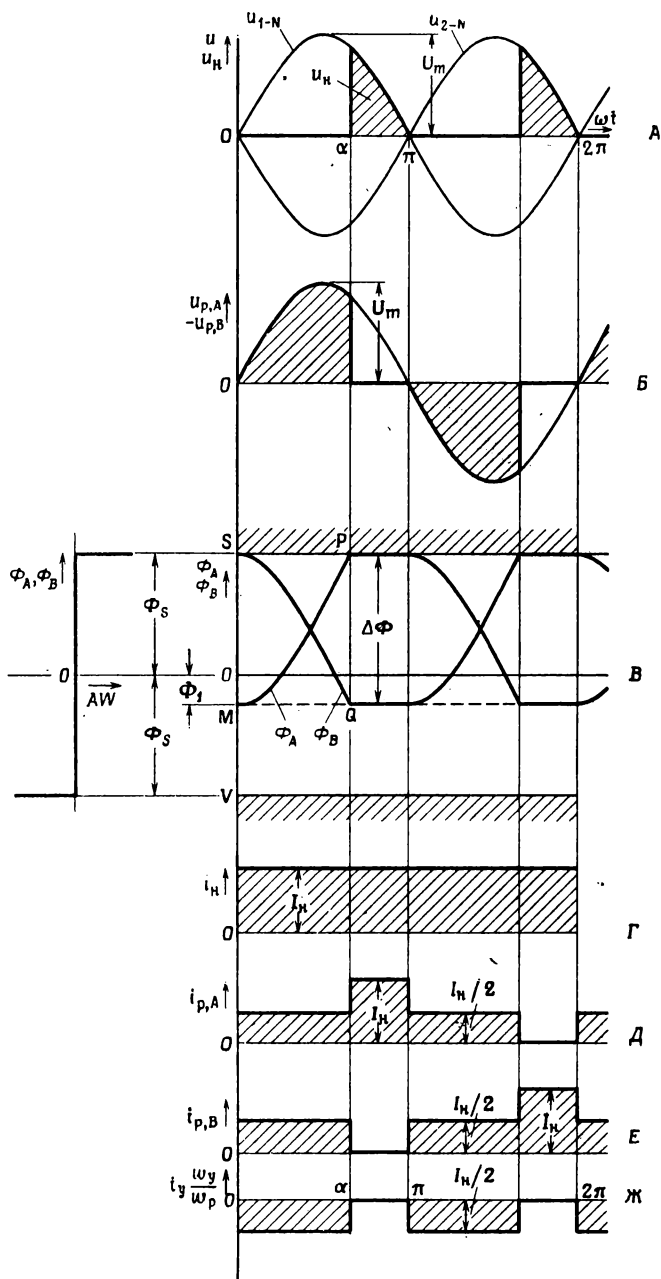
Для малых значений  $\omega L_n/R_n$  и для значений  $\alpha$ , находящихся в окрестности  $\pi$ , безразлично, включена ли индуктивность  $L_n$  в цепь нагрузки, как показано на фиг. 177, или она включена в контур каждой рабочей обмотки (3, 4). Отсюда следует, что в магнитном усилителе с чисто активной нагрузкой также может иметь место неустойчивость из-за наличия реактивных сопротивлений рассеяния и насыщения рабочих обмоток.

$$\omega L_n \ll R_n.$$

С увеличением  $\omega L_n/R_n$  аналитическое выражение экстратока управления и, следовательно, предсказание характеристики управления усложняются. Однако, если величина  $\omega L_n/R_n$  становится большой, например равной 30 радианам или более, задача снова будет довольно простой, так как тогда ток нагрузки можно считать непрерывным и свободным от пульсаций (фиг. 182, Г).

## § 11. Интервалы возбуждения ( $0 < \omega t < \alpha$ , $\pi < \omega t < \pi + \alpha$ )

Из выражений (20.6) и (20.11) получаются значения рабочих токов и экстратока управления (фиг. 182, Д, Е, Ж). Экстраток управления при индуктивной нагрузке настолько велик по сравнению с током управления при чисто активной нагрузке, что последним



Ф и г. 182. Кривые, относящиеся к схеме фиг. 177, при  $\omega L_H \gg R_H$ . Токи возбуждения не показаны. Сердечники насыщаются с положительной полярностью,

можно пренебречь. Снова  $u_{r, A} = -u_{r, B}$  и  $u_n = 0$  (фиг. 182, А, Б). Потоки в сердечниках (фиг. 182, В) такие же, как и в случае чисто активной нагрузки (фиг. 139, А(б), В(б)).

## § 12. Интервалы насыщения ( $\alpha < \omega t < \pi$ , $\pi + \alpha < \omega t < 2\pi$ )

Потоки в сердечниках достигают значения потоков насыщения с положительной полярностью. При  $\omega t = \alpha$  ДН А насыщается (Р, фиг. 182, Ж) и, следовательно, напряжение от рабочей обмотки дросселя А не трансформируется в обмотку управления и в рабочую обмотку дросселя В. Поэтому рабочий ток  $i_{p, B}$  прерывается и ток  $i_{p, A}$  становится равным току нагрузки  $i_n$ . При насыщенном ДН А и отсутствии тока в ненасыщенном ДН В не может быть трансформации рабочего тока в цепь управления, и ток управления  $i_y = 0$ . Независимо от отношения  $L_n/R_n$  напряжение на нагрузке  $U_n$  снова выражается равенством (20.12), а ток нагрузки — соотношениями (5.49) и (15.6).

Потоки в сердечниках достигают значения насыщения с отрицательной полярностью. В этом случае, как показано на фиг. 183, В, соответствующей фиг. 141 А(б), В(б), будет иметь место другой вид работы.

Кривые, изображенные на фиг. 183, А, Б, Г, Д, идентичны кривым фиг. 182, и только в кривых тока управления имеются различия (фиг. 182, Ж и 183, Ж).

## § 13. Характеристики управления

Потоки в сердечниках достигают значения насыщения с положительной полярностью. Из фиг. 182, Ж

$$I_y = -\frac{1}{2} I_n \frac{\omega_p}{\omega_y} \frac{\alpha}{\pi}. \quad (20.14)$$

Из выражений (7.2), (7.3), (5.49)

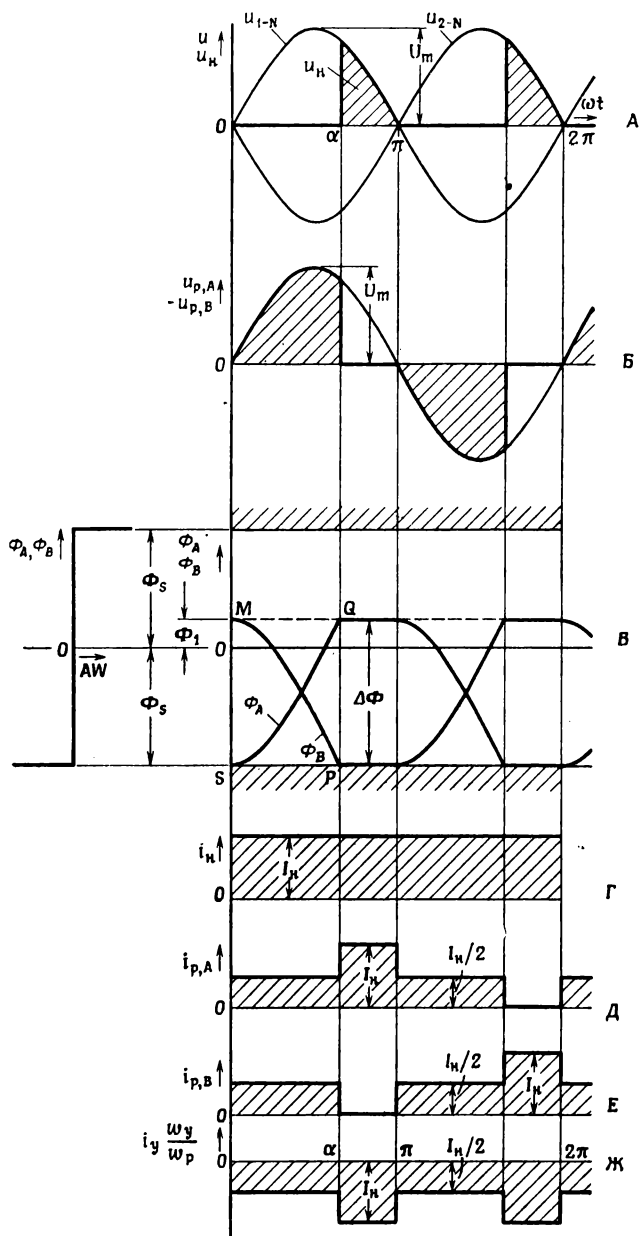
$$\underline{a} = -\underline{i}_n \frac{\alpha}{\pi}. \quad (20.15)$$

Подставив значение  $\alpha$  из выражений (7.5), (7.6), получим характеристику управления в обобщенной форме

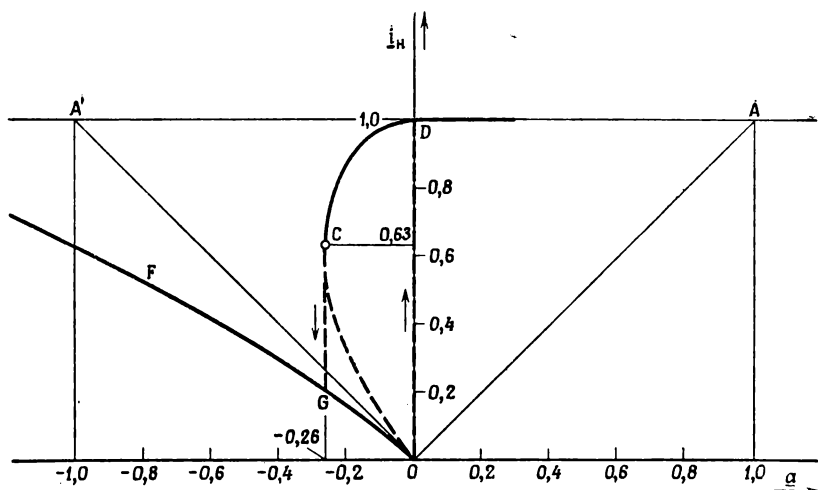
$$\underline{a} = -\underline{i}_n \left[ \frac{1}{\pi} \arccos(2\underline{i}_n - 1) \right]. \quad (20.16)$$

Характеристика управления показана кривой DCO на фиг. 184.

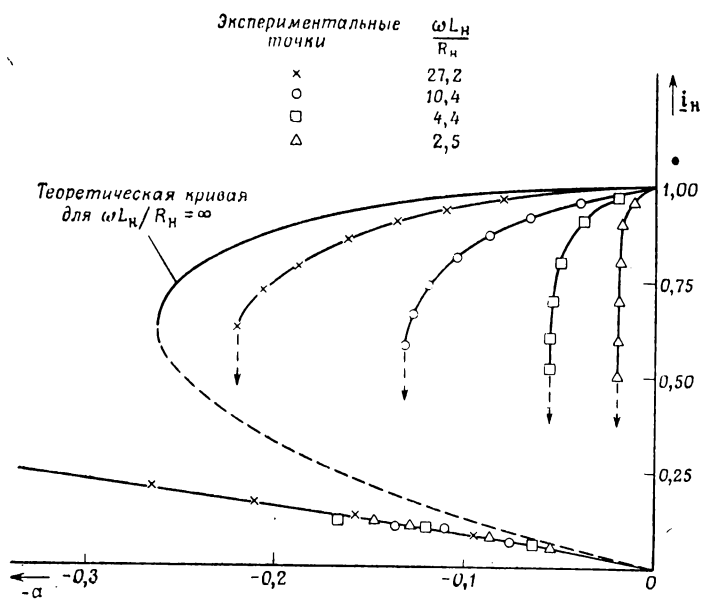
Точно такой же результат получается для обычного ДН с параллельно соединенными рабочими обмотками и индуктивной нагрузкой, включенной в цепи выпрямленного тока (11.12), когда обратная связь по току нагрузки (гл. 13, § 7, фиг. 116) ( $h_b = 1$ ) учитывается



Ф и г. 183. Кривые, относящиеся к схеме фиг. 177, при  $\omega L_H \gg R_B$ . Токи возбуждения не показаны. Сердечники насыщаются с отрицательной полярностью.



Ф и г. 184. Обобщенная характеристика управления для  $\omega L_H \gg R_H$ .



Ф и г. 185. Экспериментальная характеристика управления, снятая на амплитате по схеме фиг. 177.

Характеристика, соответствующая увеличению сигнала, совпадает с  $MG$  (фиг. 178).

с помощью общего правила перехода от одного коэффициента обратной связи к другому (гл. 13, § 9, см. также фиг. 117). Снова приходим к выводу (гл. 15, § 7), что ДН с заблокированной собственной обратной связью (амплистат) эквивалентен ДН с параллельно соединенными рабочими обмотками с коэффициентом введенной обратной связи  $h_b = 1$ .

*Потоки в сердечниках достигают значения насыщения с отрицательной полярностью.* По аналогии с выражениями (20.15) и (20.16)

$$\underline{a} = -\underline{i}_n \left( 2 - \frac{\alpha}{\pi} \right), \quad (20.17)$$

$$\underline{a} = -\underline{i}_n \left[ 2 - \frac{1}{\pi} \arccos(2\underline{i}_n - 1) \right], \quad (20.18)$$

Эта часть характеристики управления показана кривой *OGF* на фиг. 184.

*Комбинированные характеристики.* Комбинированной характеристикой управления является характеристика *FGOCD*. Нетрудно заметить, что характеристика снова неоднозначна. Нестабильной ветвью характеристики является ветвь *CO*. Координаты точки *C*, конечной точки неустойчивой ветви, получаются из выражения (20.16) и равны  $\underline{a} = -0,26$ ,  $\underline{i}_n = 0,63$ . Другой конечной точкой будет точка *O*, если токами возбуждения можно пренебречь; в противном случае это будет точка *M*, как показано на фиг. 178.

Экспериментальные характеристики управления для различных значений отношения  $\omega L_n / R_n$  показаны на фиг. 185.

## § 14. Устранение релейного действия

Иногда релейное действие в магнитном усилителе является желательным явлением, как, например, для получения характеристики, аналогичной характеристике электромагнитного реле. Однако в большинстве случаев оно недопустимо в процессах, требующих плавного управления. В замкнутых системах регулирования релейное действие не обязательно приводит к неустойчивости системы, но, тем не менее, оно способствует возникновению колебаний.

Не следует удивляться, что большое внимание уделено вопросу устранения релейного действия и что различные методы его уничтожения обсуждаются ниже.

Выше было показано, что релейное действие имеет место тогда, когда ток нагрузки трансформируется из рабочей обмотки в обмотку управления в течение интервала возбуждения. Средства борьбы с релейным действием поэтому должны быть направлены на предотвращение трансформации или на уменьшение ее эффективности, или на предотвращение работы магнитного усилителя в пределах зоны неустойчивости.



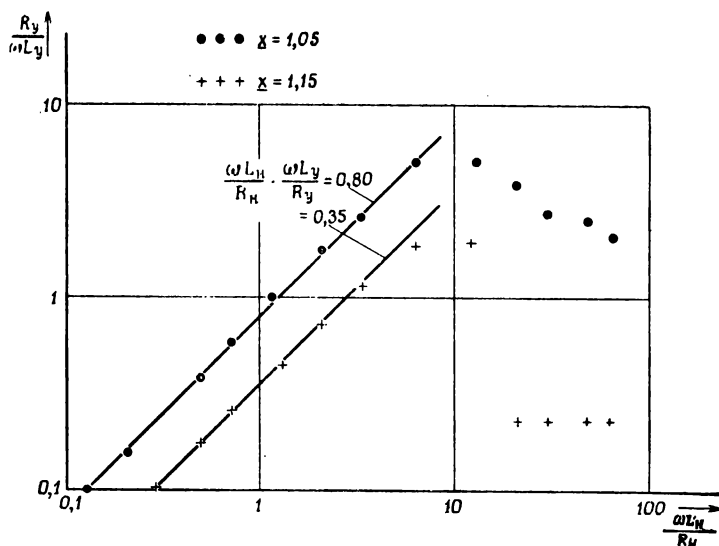
### § 15. Работа усилителя вне зоны неустойчивости

Ранее было отмечено, что нестабильность проявляется в уменьшении рабочего тока  $i_{p, A, \pi}$  при увеличении угла насыщения. Неустойчивость предотвращается путем недопущения уменьшения  $i_{p, A, \pi}$  ниже определенного минимума. Благодаря введению пере-возбуждения получается минимум тока нагрузки  $I_{n, min}$  (7.15).

Поэтому путем соответствующего увеличения напряжения питания может быть установлено минимальное значение  $i_{p, A, \pi}$  независимо от величины тока управления и, следовательно, устранена неустойчивость. Эта процедура наиболее целесообразна для сравнительно малых значений  $\omega L_n/R_n$ .

### § 16. Задержка экстратока управления

Релейного действия можно избежать введением в цепь управления большего сопротивления и увеличением напряжения питания. Фиг. 186 показывает связь минимального сопротивления цепи управления



Фиг. 186. Минимальные значения  $R_y/\omega L_y$ , необходимые для предотвращения неустойчивости амплитата по схеме фиг. 177.

$R_y$  для релейного действия с  $\omega L_n/R_n$  и относительным возбуждением  $\chi$  (7. 7);  $L_y$  — индуктивность обмотки управления нена-сыщенного сердечника. В пределах значительной области характеристики произведение  $(\omega L_n/R_n) (\omega L_y/R_y)$  постоянно.

Введение в цепь управления дополнительного сопротивления  $R_y$  уменьшает коэффициент усиления по мощности. Там, где это

уменьшение нежелательно, включают вместо сопротивления в цепь управления внешнюю индуктивность; однако с включением индуктивности связано увеличение постоянной времени цепи управления.

### § 17. Предотвращение генерирования экстратока управления

Предположим, что синхронный выключатель во время интервалов возбуждения закоротит точки  $\delta$ — $N$  (фиг. 177). Индуктивность нагрузки  $L_n$  будет поддерживать ток нагрузки в короткозамкнутом контуре, и поэтому рабочие токи будут прерываться, когда напряжение питания равно нулю (при отсутствии реактивных сопротивлений насыщения и рассеяния). В результате не будет экстратока управления и, следовательно, неустойчивости. Возбуждение сердечников такое же, как и в случае чисто активной нагрузки. Отсюда зависимость между углом насыщения  $\alpha$  и ампервитками управления  $I_y \omega_y$  одинакова в обоих случаях; то же самое относится к напряжению на нагрузке (20.12) и к току нагрузки  $I_n$  (5.49), (15.6). Исходя из предыдущего, можно сделать вывод, что магнитный усилитель с индуктивной нагрузкой (фиг. 177) и синхронным короткозамкнутым контуром во время интервала возбуждения обладает такой же характеристикой управления, что и магнитный усилитель с чисто активной нагрузкой без синхронного выключателя.

### § 18. Амплистат со средней точкой и шунтирующим выпрямителем

В рассмотренном выше короткозамкнутом контуре ток нагрузки всегда течет в одном направлении, а именно от точки  $N$  к точке  $\delta$ . Поэтому синхронный выключатель может быть заменен выпрямителем  $v_3$  [4. 12], как показано на фиг. 187. Этот выпрямитель называется шунтирующим выпрямителем. При условии малого прямого сопротивления шунтирующего выпрямителя  $v_3$  магнитный усилитель с этим выпрямителем будет работать как магнитный усилитель с синхронным контактом. Характеристика управления последнего идентична характеристике магнитного усилителя с чисто активной нагрузкой. Следовательно, характеристика управления магнитного усилителя с индуктивной нагрузкой и шунтирующим выпрямителем (фиг. 187) практически идентична характеристике управления магнитного усилителя с чисто активной нагрузкой при условии очень малого прямого сопротивления шунтирующего выпрямителя  $v_3$ . Если прямое сопротивление выпрямителя  $v_3$  становится больше допустимого, между точками  $\delta$  и  $N$  появляется напряжение, вызывающее сдвиг влево характеристики управления (фиг. 178) и релейное действие.

Для нулевого прямого сопротивления выпрямителя и очень большого отношения  $\omega L_n/R_n$  будут иметь место кривые, показанные на фиг. 188.

Из фиг. 188,  $\mathcal{J}$  среднее значение тока шунтирующего выпрямителя  $I_{\text{ш}}$  равно

$$I_{\text{ш}} = I_{\text{н}} \frac{\alpha}{\pi} \quad (20.19)$$

Обозначим через  $\underline{i}_{\text{ш}}$  относительное значение тока шунтирующего выпрямителя, т. е.

$$\underline{i}_{\text{ш}} = \frac{I_{\text{ш}}}{I_{\text{н}, \text{н}}} \quad (20.20)$$

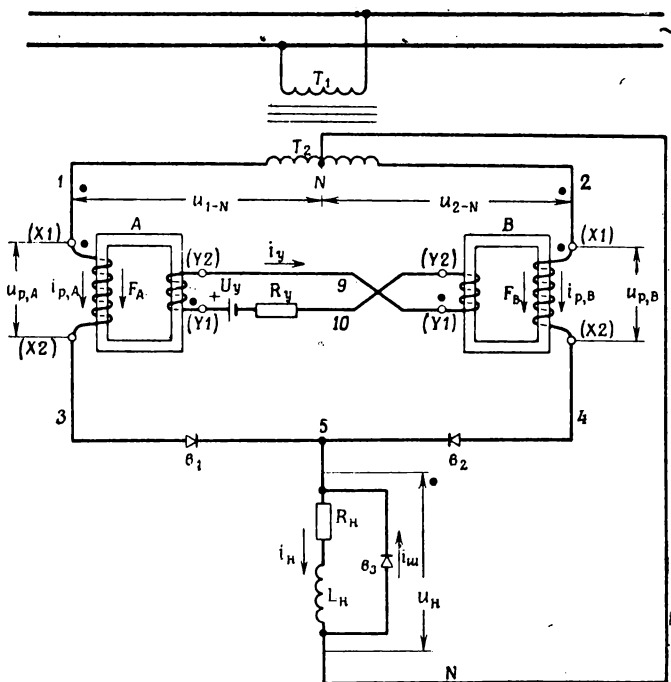
Тогда

$$\underline{i}_{\text{ш}} = \underline{i}_{\text{н}} \frac{\alpha}{\pi} \quad (20.21)$$

Учитывая выражение (20.15), получим

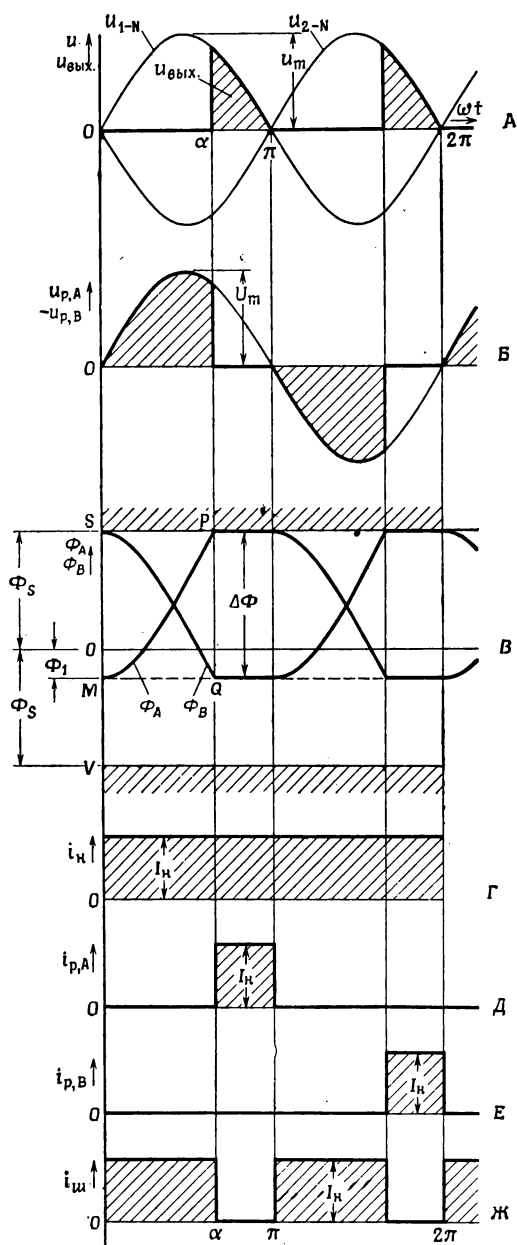
$$\underline{i}_{\text{ш}} = |\underline{a}| \quad (20.22)$$

Следовательно, соотношение (20.16) справедливо также для  $\underline{i}_{\text{ш}}$ . График зависимости  $\underline{i}_{\text{ш}}$  от  $\underline{i}_{\text{н}}$  на фиг. 189 получен перечерчиванием



Фиг. 187 Схема магнитного усилителя, аналогичного усилителю по схеме фиг. 177, но с добавлением шунтирующего выпрямителя  $\theta_3$ .

кривой  $OCD$  (фиг. 184). Следовательно, максимальное значение тока через шунтирующий выпрямитель равно  $0,26 I_{\text{н}, \text{н}}$  при  $\underline{i}_{\text{н}} = 0,63$ .



Ф и г. 188. Кривые, относящиеся к амплитуде по схеме фиг. 187, при  $\omega L_H \gg R_H$ . Токи возбуждения не показаны.

Максимальное (пиковое) значение обратного напряжения на шунтирующем выпрямителе  $v_3$  равно половине максимального обратного напряжения на рабочих выпрямителях  $v_1$  и  $v_2$ .

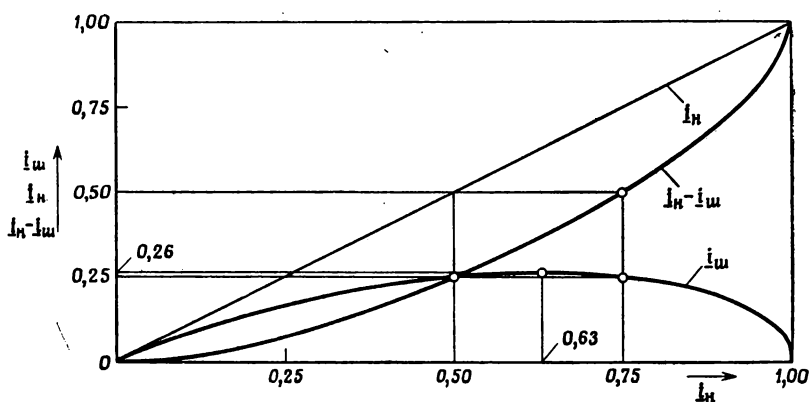
Сумма токов рабочих выпрямителей

$$2I_p = I_n - I_{ш}. \quad (20.23)$$

В относительных значениях

$$\frac{2I_p}{I_{н, м}} = \underline{i}_n - \underline{i}_{ш}. \quad (20.24)$$

Токи рабочих выпрямителей всегда меньше, чем ток нагрузки (за исключением  $\underline{i}_n = 1$ ). Например, на средней части характеристики ( $\underline{i}_n = 0,5$ ) полный ток рабочего выпрямителя  $2I_p$  составляет



Фиг. 189. Зависимость относительного значения тока шунтирующего выпрямителя  $\underline{i}_{ш}$  и относительных значений токов рабочих выпрямителей

$2\underline{i}_p = \underline{i}_n - \underline{i}_{ш}$  от относительного значения тока нагрузки  $\underline{i}_n$ .

четверть тока  $I_{н, м}$ . В тех случаях, когда значение тока нагрузки лежит в пределах средней части характеристики и когда увеличения тока бывают только кратковременными, можно значительно уменьшить стоимость и размеры выпрямителей, обеспечивая быстрое уменьшение тока выпрямителя с уменьшением тока нагрузки.

Вместо шунтирующего выпрямителя для предотвращения или уменьшения релейного действия были предложены другие шунтирующие средства. Этими средствами могут быть сопротивления, емкость или фильтр  $LC$ , настроенный на частоту  $2f$ , включенные параллельно индуктивности нагрузки.

### § 19. Мостовая схема амплистата

В амплистате по мостовой схеме (фиг. 143) выпрямители  $v_3$  и  $v_4$  включены параллельно нагрузке, подобно шунтирующему выпрямителю  $v_3$  на фиг. 187. Поэтому, когда мостовой амплистат работает с индуктивной нагрузкой, включенной на выпрямленном токе, эти выпрямители также могут работать как шунтирующие выпрямители. Если прямое сопротивление выпрямителей  $v_3$  и  $v_4$  (фиг. 143) мало, релейное действие не будет иметь места при индуктивных нагрузках, включенных на выпрямленном токе. Однако при значительном прямом сопротивлении выпрямителей  $v_3$  и  $v_4$  оно может возникнуть.

В гл. 17, § 3 было показано, что обратные напряжения на выпрямителях  $v_3$  и  $v_4$  (фиг. 143) равны напряжению на нагрузке; обратное напряжение на шунтирующем выпрямителе (фиг. 187) также равно напряжению на нагрузке (гл. 20, § 18). Отсюда следует, что все три выпрямительных столбика состоят из одинакового числа выпрямительных шайб. Однако ток шунтирующего выпрямителя в мостовом амплистате проходит по двум столбикам, в то время как в амплистате со средней точкой он проходит только по одному столбику. Поэтому мостовой усилитель более предрасположен к релейному действию, чем амплистат со средней точкой и шунтирующим выпрямителем.

Средства уничтожения релейного действия мостового амплистата такие же, что и для амплистата со средней точкой, включая использование отдельного шунтирующего выпрямителя. Этот шунтирующий выпрямитель включается между точками 7 и 8 (фиг. 143). Так как обратное напряжение между точками 7 и 8 равно напряжению на нагрузке, число шайб отдельного шунтирующего выпрямителя равно числу шайб в  $v_3$  или  $v_4$ . Таким образом, число шайб, по которым проходит теперь ток шунтирующего выпрямителя, уменьшается вдвое, поэтому способность противостоять переходу в релейный режим значительно увеличивается.

ЧАСТЬ III

**СОСТАВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ  
МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ**





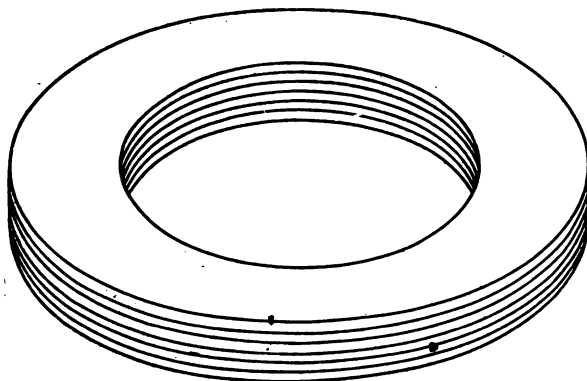
## КОНСТРУКЦИИ СЕРДЕЧНИКОВ И ОБМОТОК

### ОДНОФАЗНЫЕ КОНСТРУКЦИИ

#### *Кольцевые сердечники (тороиды)*

##### § 1. Наборные сердечники

Наборные сердечники собираются из плоских кольцевых пластин (фиг. 190). Обмотка на такой сердечник наносится так, как это

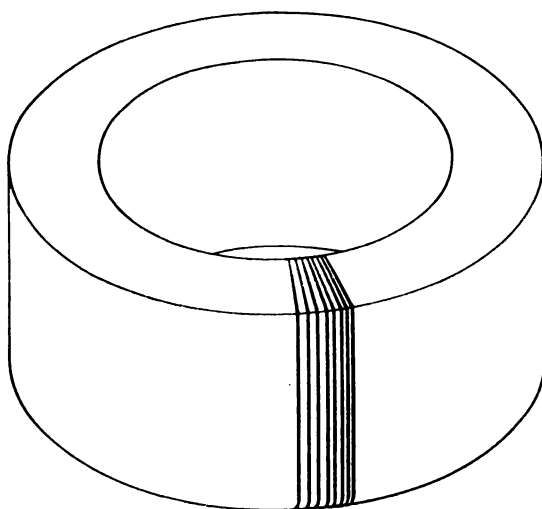


Фиг. 190. Наборный кольцевой сердечник.

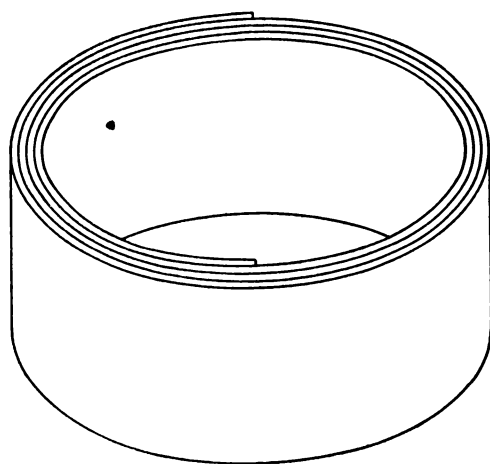
показано на фиг. 191. Для сердечников указанного типа рекомендуется применять нетекстурованный материал, т. е. материал, обладающий одинаковыми магнитными свойствами во всех направлениях.

##### § 2. Витые (ленточные) сердечники

Витые сердечники изготавливаются из текстурованных материалов. По внешнему виду круглый витой сердечник (фиг. 192) аналогичен наборному кольцевому сердечнику (фиг. 190). Сердечники изготавливаются из ленты материала путем навивки тугой спирали. В случае применения текстурованного материала лента нарезается вдоль направления прокатки, и магнитные свойства материала используются полностью (гл. 3, § 1),



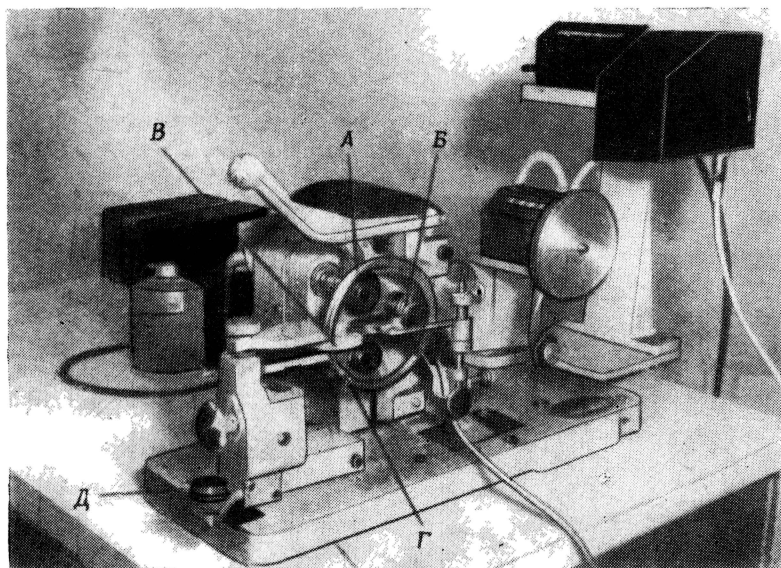
Ф и г. 191. Торoidalная обмотка на изолированном кольцевом сердечнике.



Ф и г. 192. Торoidalный ленточный сердечник,

### § 3. Изоляция сердечников

Перед нанесением обмотки сердечник изолируется. Качество изоляции проверяется высоким напряжением, прикладываемым между сердечником и обмоткой. Изоляция может состоять из изоляционной ленты, намотанной вдоль всей длины сердечника, или из цилиндров, один из которых защищает сердечник снаружи, а другой — изнутри. Цилиндры слегка выступают с обоих концов сердечника, закрываемых



Фиг. 193. Намоточный станок для нанесения торондальной обмотки на кольцевые сердечники. Разъемный челнок (А), вращаемый олками (Б), продевается через изолированный сердечник (В). На челнок наматывается провод, который перематывается затем на сердечник (В) с помощью натягивающего устройства (Г). Сердечник (В) вращается вокруг своей оси рукояткой (Д) для нанесения торондальной обмотки.

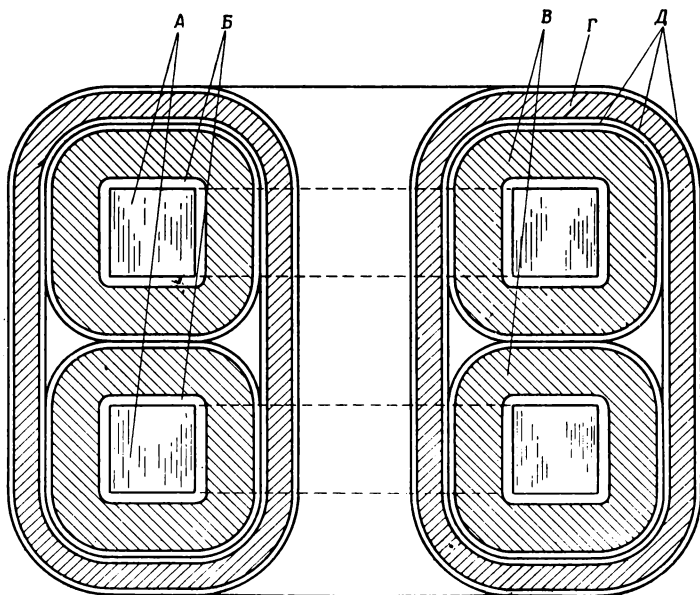
изоляционными шайбами, диаметр которых равен диаметру сердечника. Эти шайбы лежат в одной плоскости с концами цилиндров.

Вследствие наличия соединения между цилиндрами и шайбами этот тип изоляции применяется только в тех случаях, когда напряжение между обмоткой и сердечником не превышает при испытании 1300 в. При более высоком испытательном напряжении накладывается дополнительная изоляция в виде изоляционной ленты. Вопросы изоляции рассматриваются подробнее в § 9.

Почти все магнитные материалы, используемые для изготовления сердечников, чувствительны к механическим напряжениям. Это особенно относится к никелевым сплавам. Поэтому следует избегать механических воздействий на сердечники при их изоляции или намотке. Для защиты сердечников часто используются тороидальные каркасы из нейлона или пластмассы. Внутренние размеры каркаса должны соответствовать размерам сердечника, который должен легко входить в каркас и в то же время не мог бы в нем свободно перемещаться. Конструкции сердечников и методы их испытаний изложены в работах [3.8], [3.9], [3.16], [3.17], [3.18], [19.7], [21.10], [21.11], [21.12].

#### § 4. Обмотки сердечников

Если необходимо получить малые размеры усилителя, внутренний диаметр сердечника выбирается минимальным. В этом случае



Фиг. 194. Сечение двух собранных витых сердечников. А — ленточные сердечники; Б — изолирующие каркасы (или другая изоляция); В — рабочие обмотки; Г — обмотка управления; Д — изоляция.

приходится наматывать обмотку вручную. Эта кропотливая операция значительно удорожает производство.

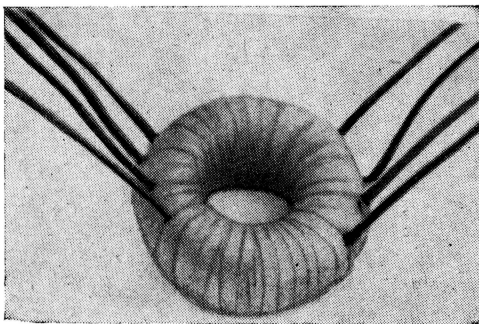
Если некоторое увеличение размеров усилителей не вызывает особых возражений, то для нанесения тороидальной обмотки может

быть использован намоточный станок. На фиг. 193 изображен один из таких станков; там же дано краткое описание его работы.

В подавляющем большинстве случаев для одного магнитного усилителя используется два тороидальных сердечника с рабочей обмоткой на каждом из них. Эти два сердечника с рабочими обмотками складываются вместе, после чего на оба сердечника наматывается одна или несколько обмоток управления (фиг. 194).

### § 5. Сборка

Отсутствие жестких материалов в конструкции усилителя несколько усложняет его сборку. Дроссель может быть помещен в защитный каркас и залит битумом; в случае необходимости каркас герметизируется. Простым способом сборки является укрепление дросселя на плоской скобе с помощью болта, пропущенного сквозь отверстие в середине сердечника. При этом не следует подвергать сердечник или изоляцию каким-либо механическим напряжениям. Применение таких способов защиты дросселя, как наполнение каркаса компаундами, увеличивает вес магнитного усилителя.



Фиг. 195. Изолированный, но не смонтированный тороидальный дроссель насыщения.

На фиг. 195 показан изолированный, но не смонтированный тороидальный ДН.

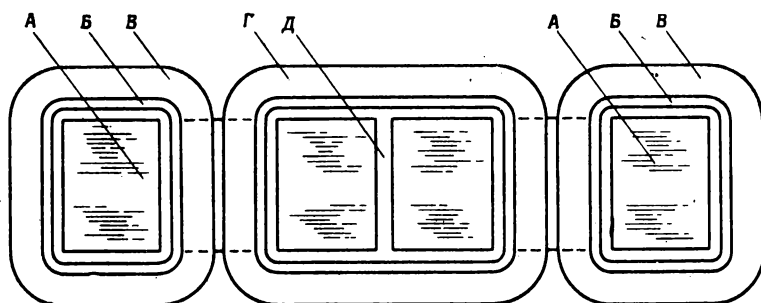
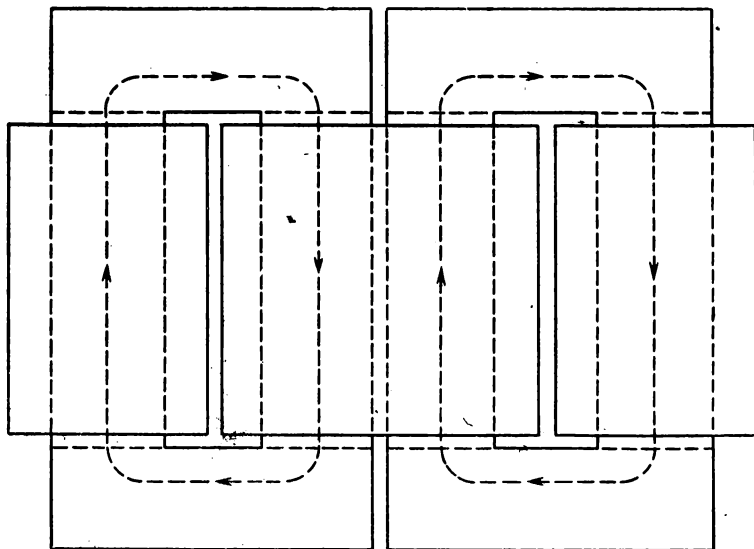
### *Прямоугольные сердечники*

### § 6. Шихтованный сердечник

Для того чтобы использовать в качестве обмоток катушки, намотанные на высокоскоростных намоточных станках, при изготовлении сердечников часто применяют пластины, которые набираются в готовую катушку.

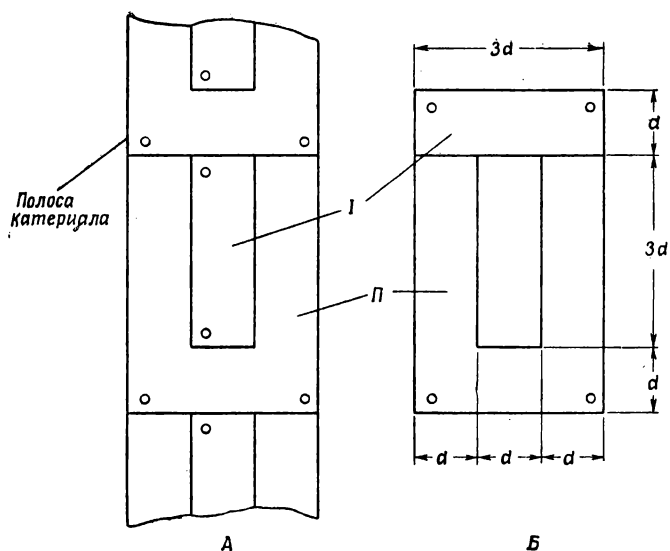
Пластины имеют прямоугольную форму и один или более стержней для обмоток. Хотя большинство из описанных типов пластин рассчитано на изотропные материалы, хорошие результаты получаются и в случае применения текстурованных материалов, особенности для сердечников больших размеров.

На фиг. 196 показан сердечник, собранный из штампованных пластин (фиг. 197). Эти пластины вследствие их формы часто называют П- и I-образными.

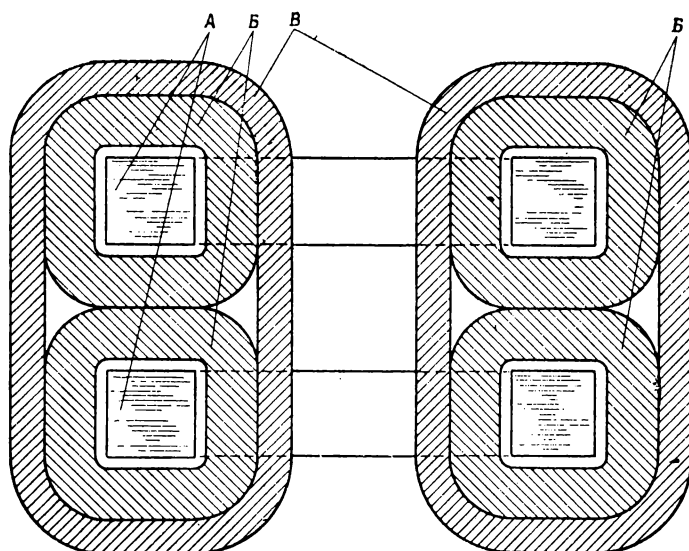


Фиг. 196. Вертикальный разрез и поперечное сечение дросселя насыщения с шихтованными сердечниками. А — сердечники; Б — изоляция сердечников; В — рабочие обмотки; Г — обмотки управления; Д — зазор между сердечниками.

Размеры пластин выбираются таким образом, чтобы при штамповке получить как П-, так и I-образные пластины. Такой способ штамповки (фиг. 197) позволяет значительно уменьшить отходы материала,



Фиг. 197. А — метод безотходной штамповки П- и I-образных пластин из полосы материала; Б — положение П- и I-образных частей в сердечнике.

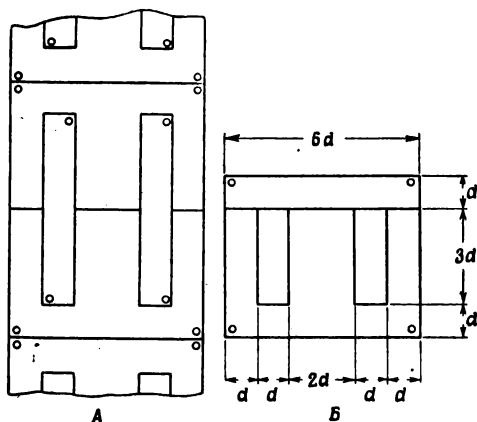


Фиг. 198. Сечение двух собранных сердечников с четырьмя рабочими обмотками и двумя обмотками управления. А — сердечники; Б — рабочие обмотки; В — обмотки управления.

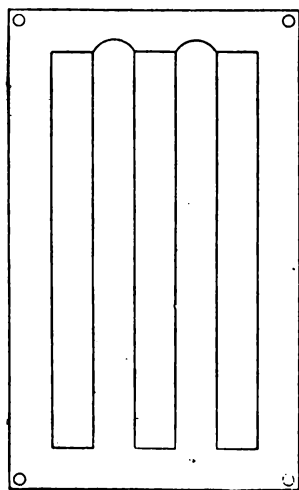
Сердечник собирается из пластин путем набивки ими катушки. П- и I-образные пластины собираются, образуя одну полную пластину; П-образные пластины поочередно вкладываются с обеих сторон катушки, так что соединения П- и I-образных пластин расположены в шахматном порядке. Такой метод сборки применяется для уменьшения влияния воздушных зазоров.

Для больших ДН применяются два сердечника из П- и I-образных пластин с четырьмя рабочими обмотками и двумя обмотками управления (фиг. 198). Такая конструкция облегчает отвод тепла от обмоток.

Большую экономию во времени на сборку дает применение трехстержневых сердечников. Пластины, из которых собираются такие сердечники, называют Ш- и I-образными (фиг. 199). В этом случае



Фиг. 199. А — метод безотходной штамповки Ш- и I-образных пластин. Сначала штампуются крепежные отверстия, потом выштамповываются перемычки, а затем разрезаются Ш-образные пластины; Б — метод сборки Ш- и I-образных пластин с перемычками в сердечнике.



Фиг. 200. Четырехстержневая пластина сердечника.

также можно свести отходы металла к минимуму. Достигается это соответствующим выбором размеров пластин. Пластины набираются в сердечник так, как было описано выше.

Длина пути для переменной составляющей потока может быть уменьшена применением четырехстержневых сердечников (фиг. 200). Рабочие обмотки наматываются на каждый из внутренних стержней, обмотка управления наматывается сверху на обе рабочие обмотки. Длина средней силовой линии переменной составляющей потока складывается только из длины двух средних стержней и небольших расстояний между ними по яру. Постоянная составляющая потока проходит в одном направлении по обоим внутренним стержням и замыкается через внешние стержни.

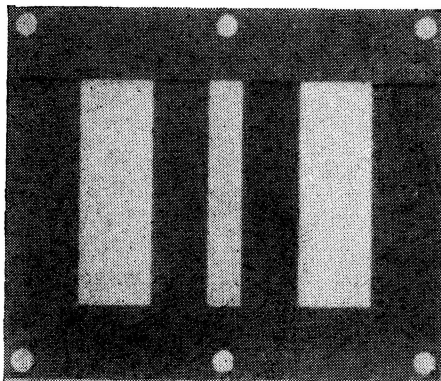


В четырехстержневом сердечнике имеется всего два воздушных зазора между двумя средними стержнями и ярмом. Подобные сердечники набираются из так называемых пластинок с просечками. Если просечки сделаны хорошо, то влияние воздушных зазоров сведено к минимуму. При набивке катушки средние стержни хорошо пружинят и легко входят в катушку.

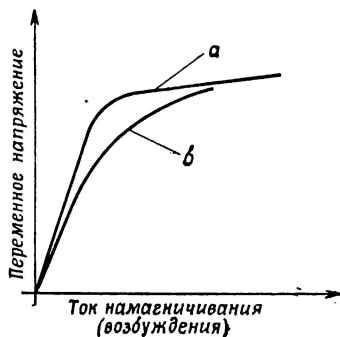
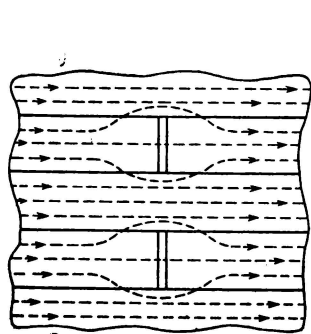
Трехстержневые сердечники также могут быть сделаны с просечкой на среднем стержне. Преимуществом таких сердечников является малое влияние воздушного зазора, недостатком — большой расход металла, так как металл, вырубаемый из пространства, занимаемого обмотками, идет в отходы.

Четырехстержневые сердечники шихтуются таким же способом, как и Ш- и I-образные, исключая только дополнительный стержень (фиг. 201).

Все описанные выше сердечники, кроме тороидальных, имеют воздушный зазор (фиг. 202). Обычно воздушный зазор нежелателен, так как в месте соединения частей магнитопровода находится слой

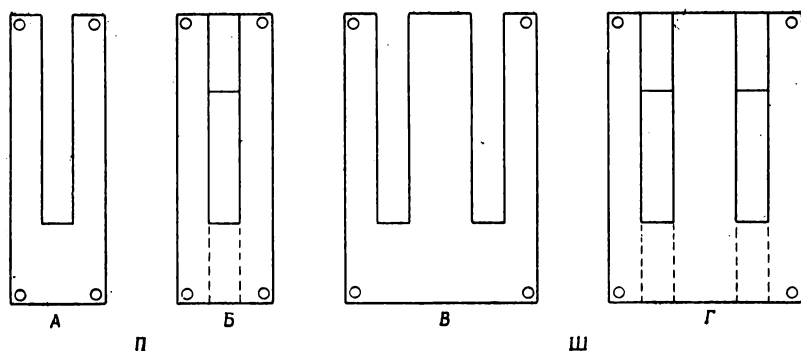


Фиг. 201. Четырехстержневой сердечник с Ш- и I-образными пластинами.

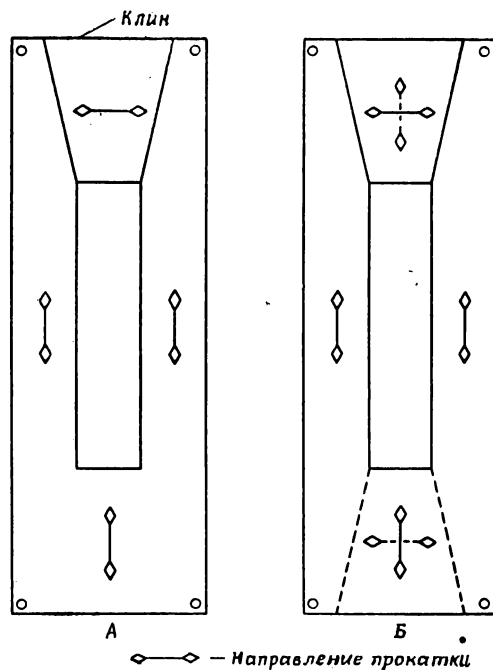


Фиг. 202. Распределение потока в месте стыка пластин в шихтованном сердечнике. Показано местное насыщение в соседних пластинах. *а* — сердечник с зазором; *б* — сердечник без зазора.

окислов или какая-либо другая изоляция. Кроме того, не всегда соединения делаются достаточно тщательно и надежно. Наличие воздушных зазоров увеличивает магнитное сопротивление сердечника.



Ф и г. 203. Пластины для сборки сердечников с перекрытием.  
 А и Б — П-образные пластины; В, Г — Ш-образные пластины.



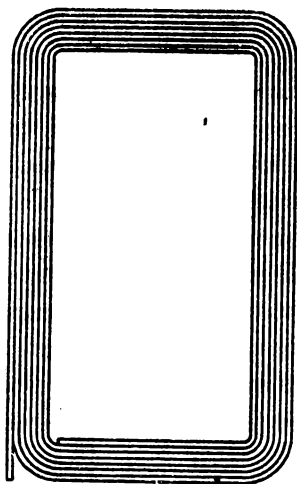
Ф и г. 204. Пластины с клином для сборки сердечников с перекрытием. А — пластинка с клином; Б — две пластинки, показывающие метод сборки.

Несколько лучшие магнитные характеристики получаются при сборке пластин с перекрытием (см. фиг. 203). Хотя и в этом случае имеется воздушный зазор, но длина его очень мала, а площадь велика. Часть сердечника, образующая ярмо, значительно шире стержней. Поэтому индукция в ярме невелика и, как следствие, магнитная проводимость в месте соединения ярма и стержней относительно высока [21.9].

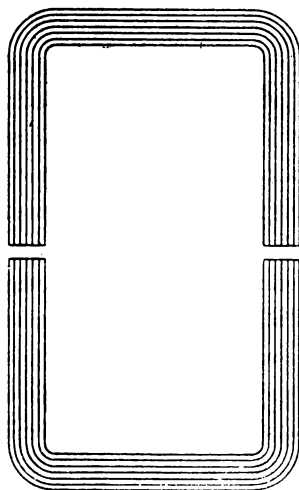
Модификация сердечника, собираемого с перекрытием (см. фиг. 204), позволяет собирать подобные сердечники из текстурованных материалов. К соединению с перекрытием добавляется еще клинообразная пластина. Направление прокатки в клине совпадает с направлением потока. Последний тип сердечников стоит дороже, чем П- и I-образный (фиг. 197), однако он имеет лучшие магнитные характеристики.

### § 7. Ленточные сердечники

Для того чтобы избежать нанесения на сердечник тороидальной обмотки, сердечнику нужно перед отжигом придать прямоугольную форму (см. фиг. 205). В этом случае обмотка может быть нанесена



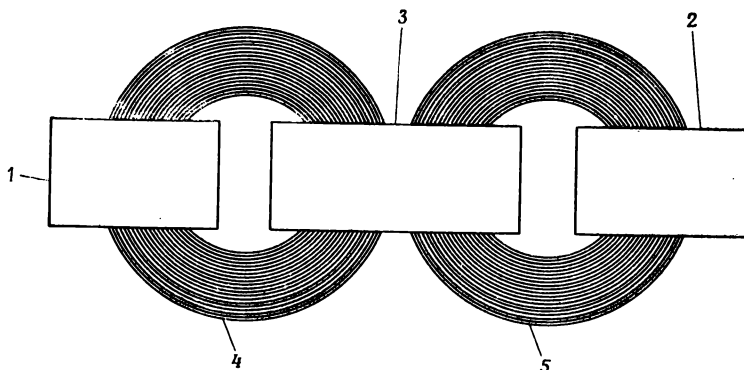
Фиг. 205. Витой сердечник, которому придана перед отжигом прямоугольная форма.



Фиг. 206. Разрезанный витой сердечник прямоугольной формы.

с помощью разрезного цилиндра, который надевается на стержень сердечника. Витки накладываются путем вращения цилиндра с помощью роликов на шестеренчатом намоточном станке.

Одним из видов ленточных сердечников является разрезной сердечник, иногда называемый С-образным (фиг. 206). Целый сердечник разрезается после отжига на две части и вставляется в катушки. Этот тип сердечников требует специального крепления обеих частей сердечника и тщательной шлифовки стыков.

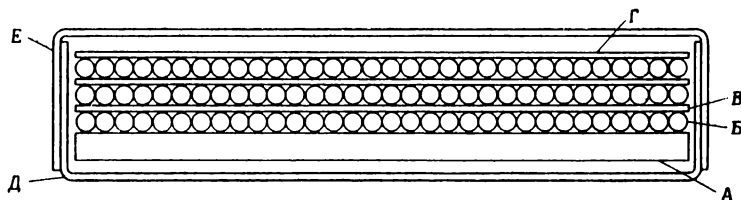


Фиг. 207. Дроссель с витыми сердечниками. 1, 2 — рабочие обмотки; 3 — обмотка управления; 4, 5 — сердечники.

Иногда сердечник изготавливается намоткой ленты в заранее подготовленные катушки (фиг. 207). Лента наматывается в готовую катушку до полного заполнения окна. При намотке следует остерегаться чрезмерного натяжения материала.

### § 8. Намотка и изоляция обмоток

Обычно обмотки наматываются на обмоточных станках на каркас (фиг. 208, А), который служит одновременно и изоляцией обмотки по отношению к сердечнику. Он может быть изготовлен в виде

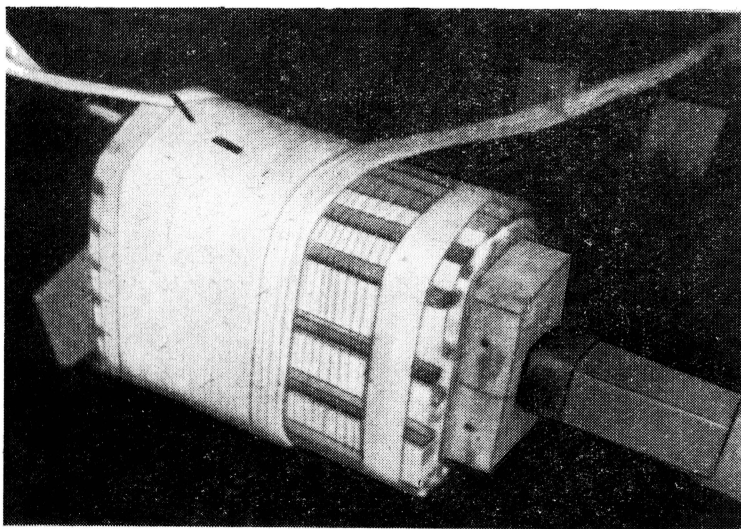


Фиг. 208. Катушка каркасной намотки. А — каркас; Б — витки медного провода; В — межслойная изоляция; Г — прокладка; Д — внутренний каркас; Е — внешний каркас.

трубки или шпильки из высококачественной изоляционной бумаги. Для конструкций, рассчитанных на высокие температуры, изоляционными материалами могут быть слюда, стеклянное полотно

и подходящие связующие вещества. Поперечное сечение каркаса обычно прямоугольное. При изготовлении небольшого числа каркасов последние могут быть сделаны из спирально свернутой прорезиненной бумаги, шеллачной бумаги или слюды и стеклоткани, склеенных кремнийорганическим лаком.

Если катушка рассчитывается на большую силу тока, то мотать ее из толстого негибкого провода трудно. Кроме того, вихревые токи, индуцированные в проводнике, будут увеличивать потери.



Фиг. 209. Намотка катушки из многожильного провода, рассчитанного на значительные токи нагрузки, на намоточном станке.

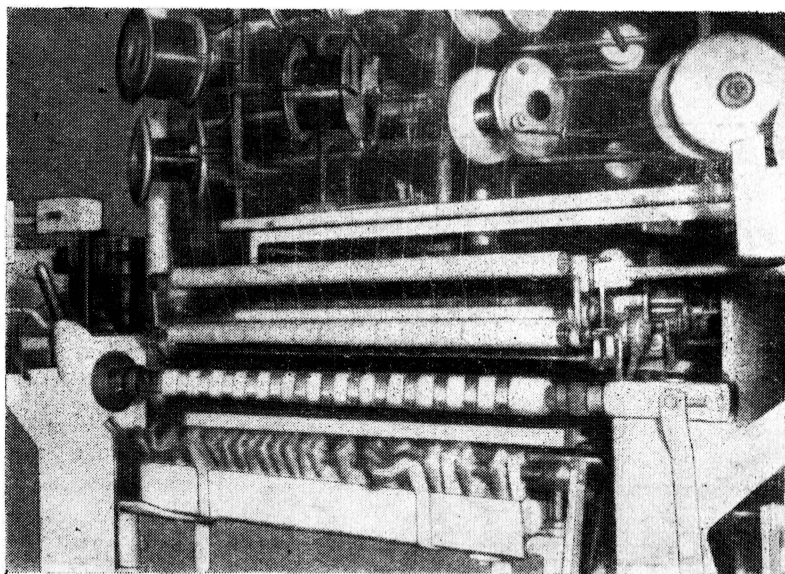
Поэтому намотка осуществляется проводом, состоящим из отдельных жил (фиг. 209).

При изготовлении большого количества небольших катушек, рассчитанных на малую силу тока, они могут наматываться на одном станке с длинной осью и затем разделяться порознь (фиг. 210).

Для этого типа обмотки шпулька, ленточная изоляция и обертка делаются как одно целое и затем разрезаются при разделении обмоток. Каждая обмотка занимает от 3,2 до 6,3 мм, и с обеих сторон обмотки остается изоляция длиной от 1,6 до 3,2 мм для каждой катушки. Это предотвращает спадание последних витков и обеспечивает скрепление отдельных слоев обмотки.

Так как изоляция между слоями также обеспечивает механическую прочность обмотки, она должна быть достаточно жесткой, чтобы держать провод без опускания витков и образования впадин.

Для тонкого провода диаметром 0,076 или 0,09 мм может быть использована изоляция толщиной менее 0,025 мм. Для провода большего диаметра толщина изоляции должна быть больше. Например, для провода диаметром 0,6 мм толщина изоляции должна быть



Фиг. 210. Намоточный станок для одновременной намотки нескольких катушек. Катушки разрезаются пилой с несколькими специальными лезвиями.

0,127 мм. Для провода диаметром 1,3 мм и выше межслоевая изоляция должна иметь толщину 0,25 мм. Любой прямоугольный провод должен иметь толщину изоляции не менее чем 0,25 мм. Сверху катушка также защищается слоем изоляции.

### § 9. Изоляция

Изоляция между витками, слоями и катушками, а также между сердечником и всей обмоткой осуществляется как в обычном трансформаторе. Изоляция класса А изготавливается из органических материалов и рассчитана на температуру до 105° С. Изоляция класса В изготавливается из неорганических материалов, но может включать в себя органические связующие вещества и наполнители. Изоляция класса В рассчитана на температуру до 130° С. Изоляция класса Н изготавливается из специальных материалов, таких, как кремнийорганические, и рассчитывается на температуру до 180° С без нарушения

изоляционных свойств. В тех случаях, когда температура может достигнуть такой величины, перед нанесением изоляции провод обычно покрывается кадмием или никелем, так как существует опасность окисления меди. Высокие температуры могут также вызвать механические напряжения в катушке. Изоляция должна обладать достаточной механической прочностью, чтобы не потерять своих свойств вследствие этих механических напряжений.

Для того чтобы улучшить изолирующие свойства изоляции и затруднить проникновение влаги, катушки обычно подвергают пропитке компаундом. После сборки сердечника и катушки иногда их высушивают в вакууме. После сушки сердечник с катушкой пропитывают специальным лаком или асфальтовым компаундом. Для катушек больших размеров пропитка производится в вакууме. Для того чтобы все отверстия были хорошо заполнены, пропитка часто осуществляется под давлением. Для удаления растворителей после пропитки опять производится сушка.

Устройства, предназначенные для работы в тропиках, подвергают специальной обработке. В частности, подобная обработка заключается в пропитке компаундом, содержащим ртуть. После такой пропитки устройство не должно располагаться рядом с некоторыми типами полупроводниковых выпрямителей.

Лакировка обычно придает изделиям приятный внешний вид. Пропитка асфальтовыми компаундами делает иногда катушку липкой. Если сердечник и катушка помещаются в металлический каркас, наполненный асфальтовым компаундом, то последнее обстоятельство не играет роли.

Иногда в качестве наполнителя используются полимеризующиеся лаки. В ряде случаев в подобного рода материал помещается все устройство. Это создает очень хорошую влагостойкую изоляцию.

Изоляция ДН должна быть по возможности химически нейтральной, в особенности по отношению к окислению. Это требование вызвано наличием постоянного напряжения на зажимах обмотки управления, которое при наличии влажности и окисления может вызвать электролиз и тем самым разрушить провод обмотки.

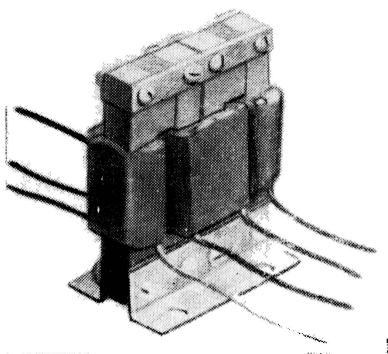
## § 10. Монтаж

Монтаж дросселя насыщения с любым сердечником, кроме тороидального, не представляет большого труда. Наиболее простым является монтаж дросселей, имеющих плоские сердечники, с помощью уголков. На фиг. 211 показан подобный монтаж для дросселя с П-образным сердечником.

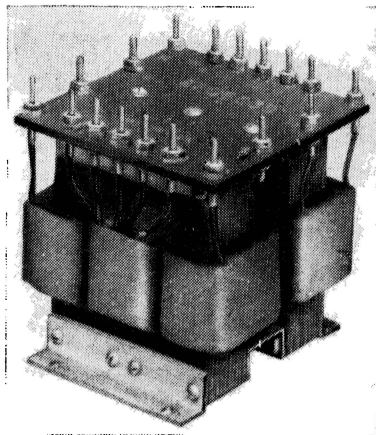
Несколько более сложный монтаж показан на фиг. 212, где два ДН смонтированы вместе с помощью клеммной панели и шпилек.

Еще более сложный монтаж получается, когда два ДН монтируются с другими элементами, образуя полный двухтактный магнит-

ный усилитель. Подобная конструкция, выполненная на ламповых панельках и снабженная крышкой, показана на фиг. 213.

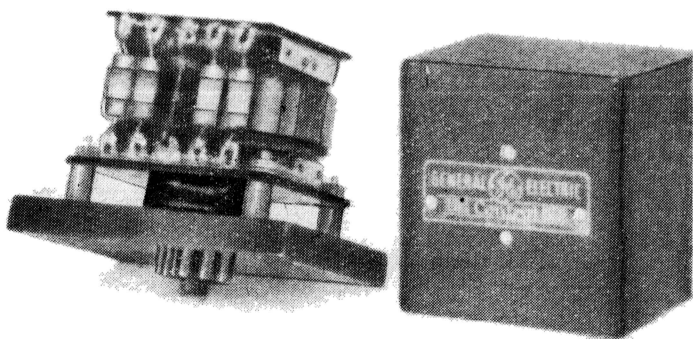


Ф и г. 211. Дроссель насыщения с сердечниками из П-образных пластин, собираемых с перекрытием. Видны простые крепежные уголки.



Ф и г. 212. Два дросселя насыщения, смонтированные вместе с общей клеммной панелью. Такая конструкция может быть использована в двухтактных схемах.

Для увеличения надежности можно использовать кожухи и колпачки, в частности для типа сердечника, показанного на фиг. 200.

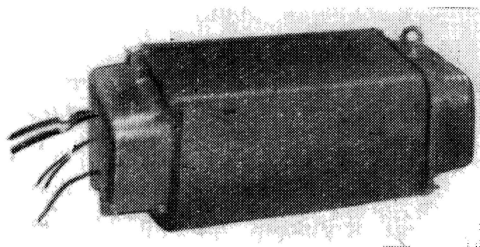


Ф и г. 213. Магнитный усилитель с двумя дросселями насыщения, смонтированными на стандартных ламповых панельках.

На фиг. 214 показан дроссель насыщения, снабженный защитными колпачками.

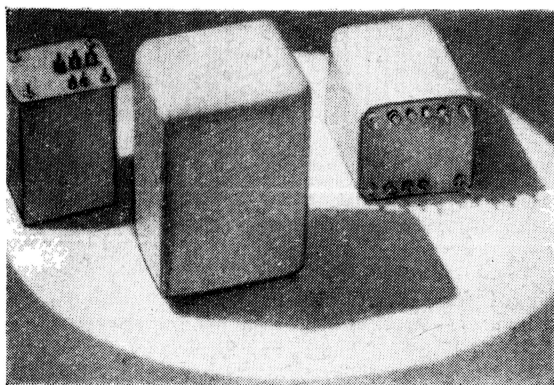


Для более надежной защиты в случае небольших устройств применяют наполненные компаундом герметически закрытые конструкции (фиг. 215).



Фиг. 214. Большой однофазный дроссель насыщения с четырехстержневым сердечником, снабженный защитными колпачками. Дроссель рассчитан на мощность 34 *к*ва. Длина конструкции равна приблизительно 812 *мм*.

Для устройств, использующих витые (ленточные) сердечники (фиг. 205, 206, 207 и т. д.), простые угольные скобы не могут быть применены. В этих случаях сердечники прикрепляются к угольникам с помощью стальных обручей, покрытых картоном.



Фиг. 215. Герметически закрытые конструкции усилителей различных размеров.

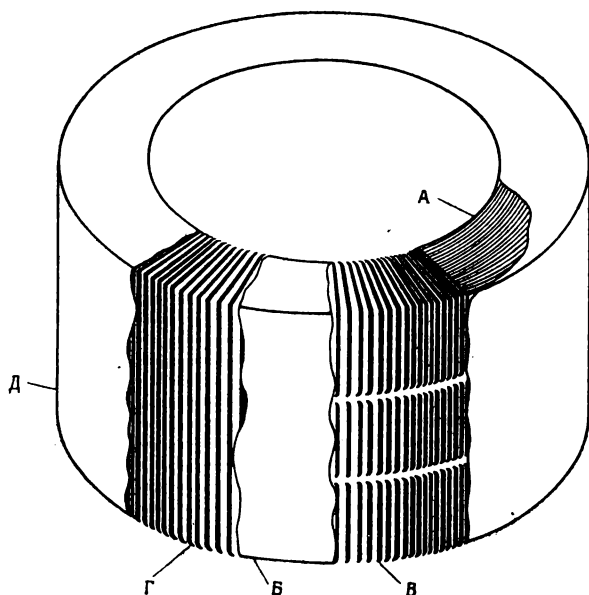
Специальные колпачки для таких сердечников мало практичны. Однако с успехом могут применяться каркасы, наполненные компаундом.

Большие ДН часто помещают в каркасы, в которых имеются специальные отверстия типа жалюзи. Такие каркасы хорошо защищают от грязи и влаги и в то же время обеспечивают хорошую вентиляцию.

### Конструкции трехфазных ДН

#### § 11. Конструкции сердечников

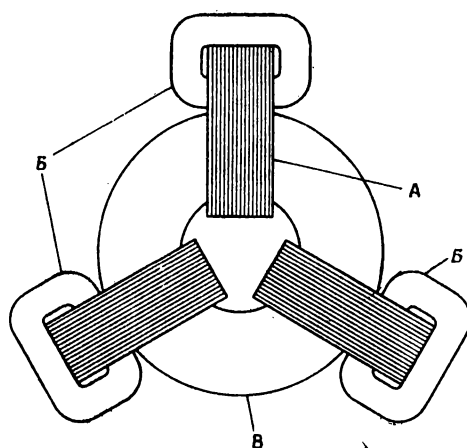
Трехфазные усилители могут собираться из трех тороидальных сердечников, каждый из которых имеет одну рабочую обмотку. Обмотка управления наматывается поверх рабочих обмоток (см. фиг. 216).



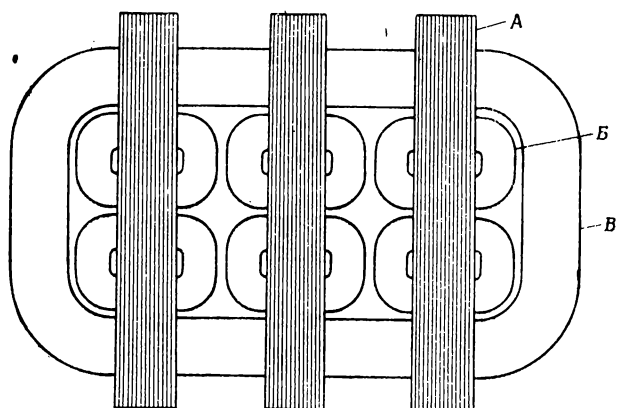
Фиг. 216. Трехфазный дроссель насыщения, А — сердечник; Б — изоляция; В — рабочая обмотка; Г — обмотка управления; Д — наружная прокладка.

На фиг. 217 показана конструкция усилителя, также имеющая три сердечника, которые расположены в виде буквы У. В этом случае сердечники могут быть либо тороидальными, либо шихтованными двухстержневыми.

Фиг. 218 иллюстрирует применение трехстержневых сердечников. Каждый сердечник имеет одну рабочую обмотку. Обмотка управления намотана поверх рабочих обмоток.

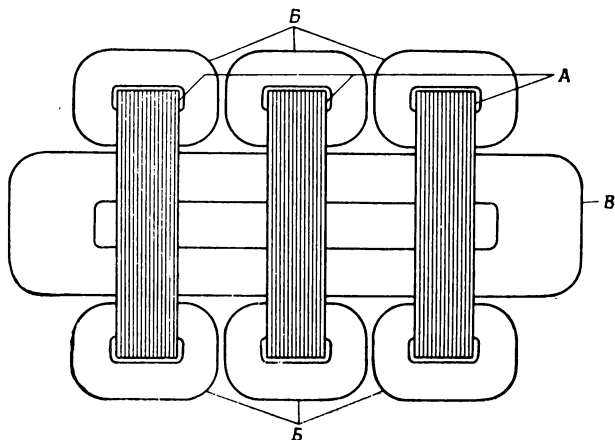


Фиг. 217. Трехфазный дроссель насыщения с сердечниками, расположенными в виде буквы Y. (Вид сверху). А — сердечники; Б — рабочие обмотки; В — обмотка управления.

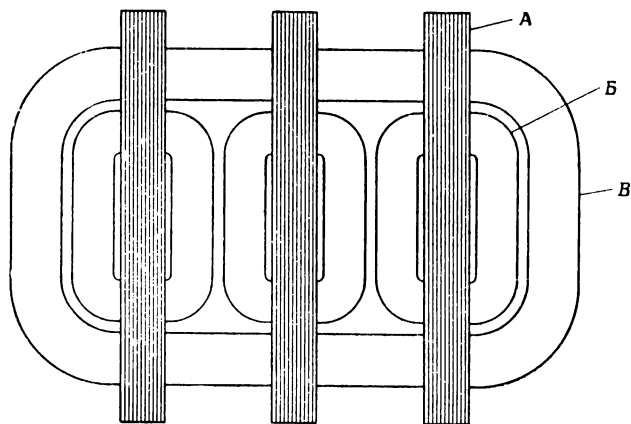


Фиг. 218. Трехфазный дроссель насыщения с тремя трехстержневыми сердечниками. (Вид сверху). А — сердечники; Б — рабочие обмотки (одна на сердечник); В — обмотка управления.

Если на одном сердечнике необходимо поместить две рабочие обмотки, то может быть применена конструкция, показанная на



Фиг. 219. Трехфазный дроссель насыщения с тремя трехстержневыми сердечниками. (Вид сверху). *А* — сердечники; *Б* — рабочие обмотки (две на сердечник); *В* — обмотка управления.



Фиг. 220. Трехфазный дроссель насыщения с тремя четырехстержневыми сердечниками. (Вид сверху). *А* — сердечники; *Б* — рабочие обмотки (две на сердечник); *В* — обмотка управления.

фиг. 219. Эта конструкция напоминает трехстержневое однофазное устройство, за исключением того, что обмотка управления охватывает все три центральных стержня.

Для трехфазного дросселя могут быть применены также и четырех-стержневые сердечники. На фиг. 220 показан трехфазный вариант однофазной конструкции, приведенной выше (фиг. 200).

Теория работы трехфазных усилителей ~ изложена в работах [21.8], [4.13].

## § 12. Монтаж

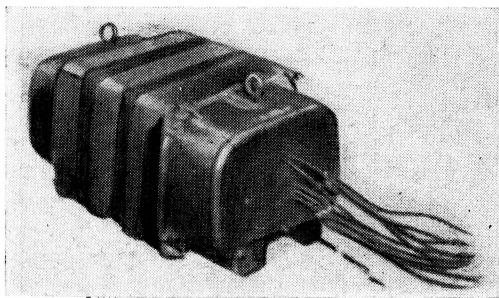
Крупногабаритные ДН обычно монтируются в кожухах. В некоторых типах конструкций необходимо учитывать переменную составляющую потока рассеяния. Поэтому кожух должен быть удален от сердечника на такое расстояние, при котором он не влияет на характеристики дросселя. Необходимо также учитывать возможность нагрева отдельных частей конструкции.

На фиг. 221 показан внешний вид трехфазного ДН, конструкция которого приведена на фиг. 220. Следует отметить, что для защиты обмотки применяются специальные литые колпаки и имеются прокладки между отдельными сердечниками.

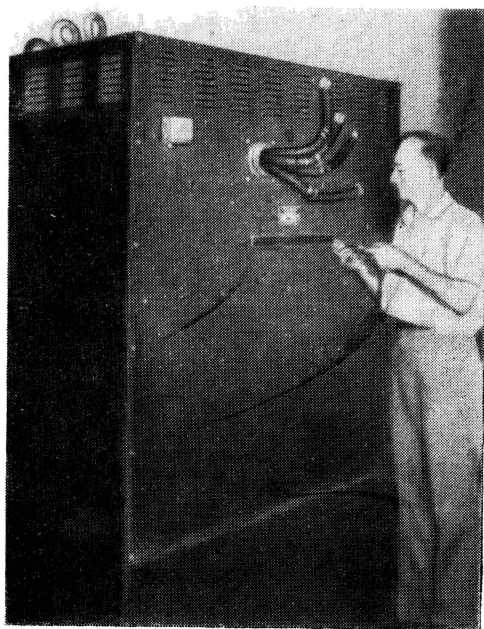
В случае очень больших дросселей, для которых применение кожухов нецелесообразно, применяются шкафы с ребристыми стенками, где помещается все устройство (см. фиг. 222).

## § 13. Конструктивные соображения и данные

Такие параметры ДН, как максимальные и минимальные величины напряжения и тока нагрузки, макси-

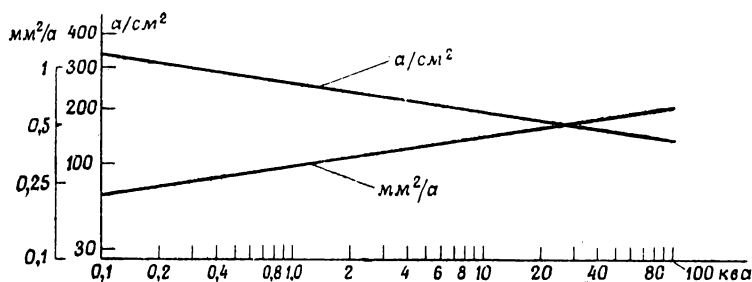


Ф и г. 221. Конструкция трехфазного дросселя насыщения с незащищенными сердечниками и с защищенной обмоткой.

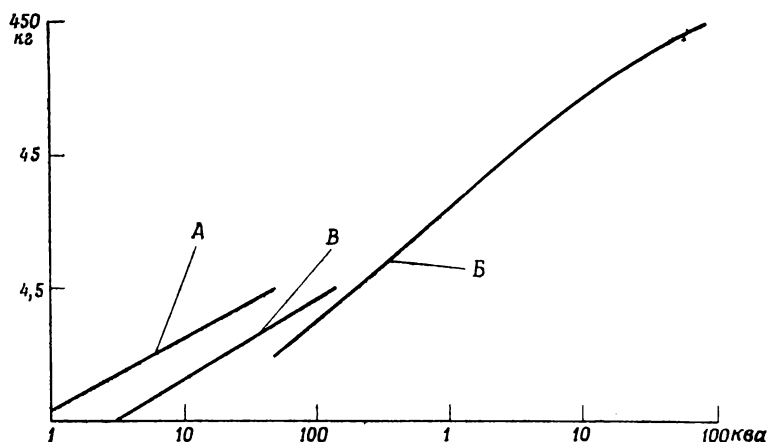


Ф и г. 222. Большой дроссель насыщения, помещенный в вентилируемом шкафу.

мальная мощность управления, величина запаздывания, температура перегрева и защита от неблагоприятных окружающих условий, в значительной мере определяют качество и количество материалов, необходимых для надлежащего конструирования.



Фиг. 223. Номинальные плотности тока в рабочих обмотках дросселей насыщения. Эти величины зависят от вида конструкции и могут рассматриваться лишь как приближенные.



Фиг. 224. Номинальные веса дросселей насыщения, рассчитанных на частоту 60 гц, для различных материалов сердечников. А — для сплава с 80% Ni; Б — для текстурованной кремнистой стали; В — для сплава с 50% Ni.

Рекомендуемые величины индукции даны в табл. 7. Предлагаемые плотности тока для рабочих обмоток, определяемые потерями в меди и температурой перегрева, показаны на фиг. 223. Плотности тока в обмотках управления могут выбираться по той же кривой, но

иногда они могут быть уменьшены для того, чтобы увеличить коэффициент усиления по мощности.

Таблица 7

**Номинальные значения индукций  
для дросселей насыщения**

Материал	Индукция, килогаусс
Текстурованная крем- нистая сталь . . . .	14—17
Анизотропный сплав 50% Ni — 50% Fe . .	9,3—11,6
Сплав с 80% Ni . . . .	4,6— 6,2

Для небольших ДН плотности тока выбираются обычно по допустимому сопротивлению, а не по температуре перегрева (гл. 7, § 8).

Кривые фиг. 224 дают представление о весе дросселя насыщения.

## Глава 22

### ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ

#### § 1. Введение

Большое значение в схемах магнитных усилителей имеет качество выпрямителей. Важными являются такие параметры выпрямителей, как долговечность, механическая прочность, простота эксплуатации. Всем этим требованиям отвечают современные полупроводниковые выпрямители.

В этой главе сделана попытка познакомить читателя с теми характеристиками выпрямителей, которые наиболее существенны для обеспечения правильного применения выпрямителей в схемах магнитных усилителей.

Хотя полупроводниковые выпрямители получили распространение главным образом в последнюю четверть столетия, они являются довольно старыми устройствами, так как были открыты еще в XIX столетии. Первое упоминание о выпрямителях, очевидно, относится к 1835 г., когда Мунк [22.1] обратил внимание на явление асимметричной проводимости. Позднее, в 1874 г., Браун [22.2] провел исследование проводимости металлических сульфидов и нашел, что величина тока, протекающего через подобные кристаллы, зависит от направления и плотности тока. В 1877 г. Сименс [22.3] проводил опыты с селеном. Эти эксперименты были продолжены в 1883 г. Фритсом [22.4], который и открыл новый вид селеновой пластинки, имеющей весьма много общего с современными выпрямителями. В 1907 г. Пирс [22.5] доложил о своей работе над кристаллическими выпрямителями, которая приобрела в то время большую популярность.

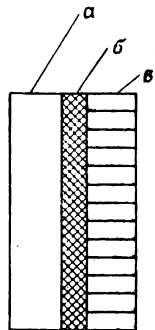
Первый полупроводниковый выпрямитель был запатентован в 1904 г. Павловским в Германии [22.6]. Это был медносульфидный выпрямитель, до сих пор употребляющийся в несколько измененном виде. За этим последовало в 1920 г. открытие Грондалем [22.7] меднозакисного выпрямителя. В конце 20-х годов Прежер в Германии [22.8] запатентовал селеностальной выпрямитель. Во время второй мировой войны улучшенные кристаллические выпрямители возродились в виде германиевых и кремниевых [22.10]. В начале 50-х годов появились большие плоскостные германиевые выпрямители [22.13].



## § 2. Современные полупроводниковые выпрямители

Современные полупроводниковые выпрямители относятся либо к выпрямителям с плоскостным контактом, либо к выпрямителям с точечным контактом. В первых односторонней проводимостью обладает вся плоскость, в то время как во вторых работа происходит в точке.

Полупроводниковый выпрямитель обычно состоит, как показано на фиг. 225, из хорошего проводника, отделяемого от полупроводника очень тонким изолирующим слоем. Подобное устройство носит название выпрямительного элемента (шайбы) или просто элемента [22.9], а его условное обозначение показано на фиг. 226. Как видно из фиг. 227, омическое сопротивление элемента зависит от абсолютной величины и знака приложенного напряжения. Если к выпрямительному элементу приложено переменное напряжение, больший ток будет протекать в направлении, совпа-

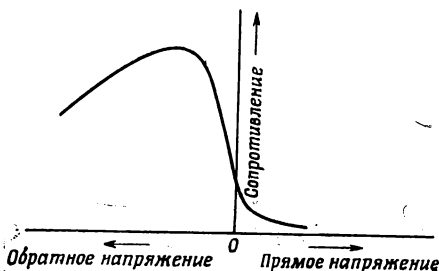


Направление  
прямого тока

Фиг. 225. Сечение шайбы полупроводникового выпрямителя. *а* — полупроводник; *б* — запирающий слой; *в* — хороший проводник.



Фиг. 226. Условное обозначение полупроводникового выпрямителя.



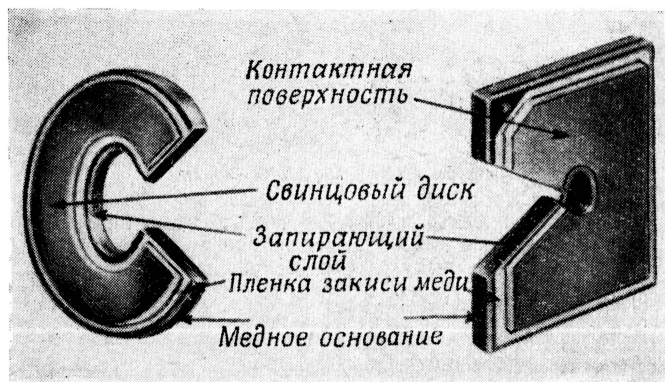
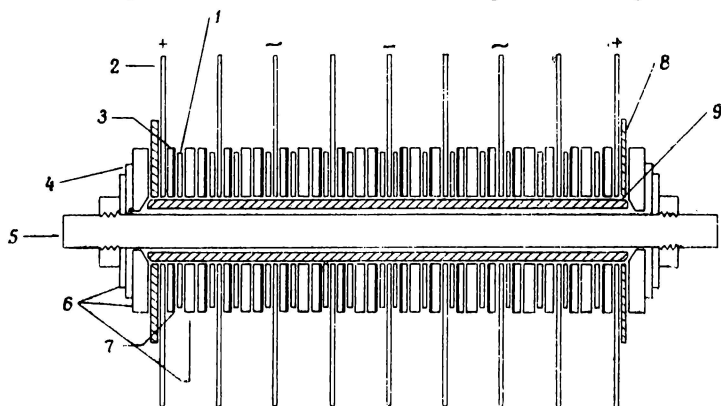
Фиг. 227. Зависимость сопротивления полупроводникового выпрямителя от величины приложенного напряжения.

дающим с малым сопротивлением элемента, меньший — в обратном направлении. В результате появится постоянная составляющая тока. Направление, совпадающее с малым сопротивлением элемента, носит название „прямого“ направления, обратное — „обратного“. Эти определения основаны на протекании тока в условном направлении, не совпадающем с направлением потока электронов [22.9].

## § 3. Выпрямители с плоскостным контактом

В настоящее время в схемах магнитных усилителей находят применение следующие типы выпрямителей: меднозакисные, селеновые и более современные германиевые. Среди них селеновые выпрямители имеют наибольшее распространение. Однако с новыми открытиями ситуация может в ближайшем будущем измениться.

**Меднозакаисные элементы.** Меднозакаисный (купроксный) выпрямительный элемент представляет собой медный диск (или пластину), покрытый путем термической обработки слоем закисы меди ( $\text{Cu}_2\text{O}$ ). Контакт с поверхностью меднозакаисного выпрямителя осуществляется



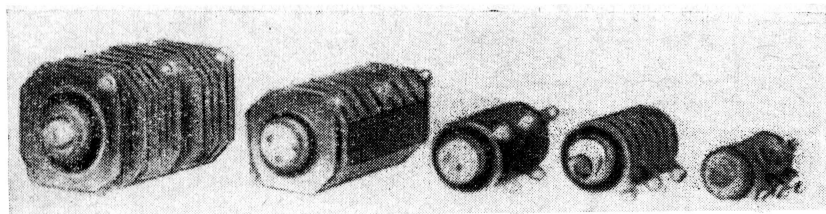
Фиг. 228. Поперечное сечение меднозакаисного выпрямителя.

1 — свинцовый диск; 2 — вывод; 3 — меднозакаисный элемент; 4 — плата с обозначениями; 5 — стягивающий болт; 6 — металлические шайбы; 7 — поверхность закисы меди; 8 — изоляционная шайба; 9 — изоляционная трубка.

различными способами, например с помощью свинцовой прижимной шайбы. Для уменьшения переходного сопротивления между полупроводником и контактной шайбой поверхность закисы меди покрывается тонким, хорошо проводящим слоем графита. Проводящее направление шайбы соответствует направлению от меднозакаисного слоя (полупроводника) к меди. Никакой электрической формовки для подобного

элемента не требуется. Обычный выпрямительный элемент показан на фиг. 228. Меднозакисные выпрямители могут применяться как при естественном воздушном охлаждении, так и при искусственном охлаждении. На фиг. 229 приведен ряд типичных выпрямительных столбиков.

*Селеновый выпрямитель.* Такой выпрямительный элемент состоит из слоя кристаллического селена, предварительно подвергнутого термической обработке и нанесенного на металлическую основу. Мягкий,



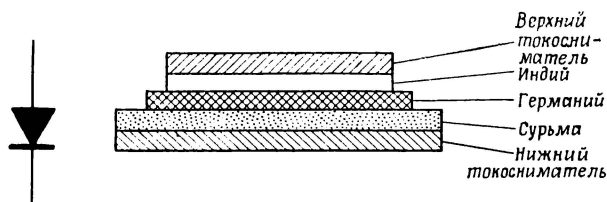
Фиг. 229. Пять меднозакисных выпрямителей для промышленных применений.

малоуглеродистый сплав, содержащий высокий процент кадмия, распылен на поверхности селена. Непроводящий слой появляется в процессе электроформовки между распыленным металлом и поверхностью селена. Слой распыленного металла является хорошим проводником, в то время как селен является полупроводником; прямым направлением будет направление от полупроводника к проводнику. На фиг. 230 показан разрез обычной селеновой шайбы. Этот выпрямитель используется как при естественном охлаждении, так и при искусственном. Выпрямительные шайбы могут быть собраны в столбики аналогично показанным на фиг. 229.

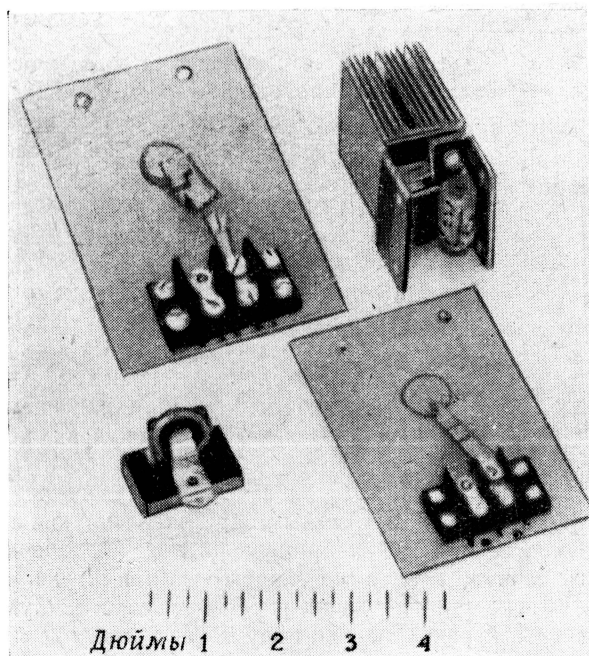
*Германиевый выпрямитель.* В отличие от двух, описанных выше полупроводниковых выпрямителей, этот выпрямитель состоит из двух полупроводников, разделенных с помощью так называемых переходов типа  $p-n$ . Такой элемент образуется путем наплавления на одну сторону очень тонкого слоя германия акцепторных примесей, обычно индия, а на другую сторону — донаторных примесей, обычно сурьмы. Примеси диффундируют в германий и образуют переходы типа  $p-n$ . Полупроводники, где носителями тока являются электроны, называют полупроводниками типа  $n$ , а полупроводники, у которых основными носителями являются дырки, называют полупроводниками типа  $p$ . Рассматриваемый выпрямитель проводит ток от полупроводника типа  $p$  к полупроводнику типа  $n$ . В настоящее время существуют различные по величине германиевые выпрямители, например точечные выпрямители имеют размер  $3,2 \times 3,2$  мм, а диаметр больших плоскостных



выпрямителей приблизительно равен 16 мм. Разрез плоскостного выпрямителя, рассчитанного на большую силу тока, показан на фиг. 231. Выпрямители на малые токи (до 5 а) рассчитаны на естественное



Фиг. 231. Сечение большого плоскостного германиевого выпрямителя, размеры которого приблизительно равны  $1,25 \times 18,9$  мм.

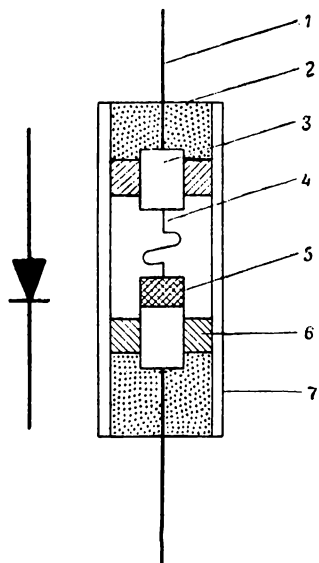


Фиг. 232. Мощные германиевые выпрямители на токи от 0,4 до 75 а.

охлаждение; выпрямители на большие токи требуют искусственного охлаждения. На фотографии, помещенной на фиг. 232, изображены типичные однополупериодные выпрямители.

#### § 4. Выпрямители с точечным контактом [22.10]

На фиг. 233 показана основная конструкция выпрямителя с точечным контактом. Тонкая эластичная проволочка, обычно вольфрамовая, имеющая S-образную форму и острый конец, прижимается или приваривается к кристаллу (полупроводнику). Прямое направление для германиевого выпрямителя типа *n* соответствует направлению от металлической проволочки к кристаллу (полупроводнику). С другой стороны, кремниевый выпрямитель относится к типу *p*, и его прямое направление соответствует направлению от кристалла к металлической проволочке.



Фиг. 233. Сечение точечного германиевого выпрямителя.

1 — токоподводящий проводник; 2 — заливающая масса (компаунд); 3 — электрод; 4 — вольфрамовый контактный провод; 5 — кристалл германия; 6 — керамический трубчатый изолятор; 7 — металлический каркас.

#### § 5. Электрические характеристики

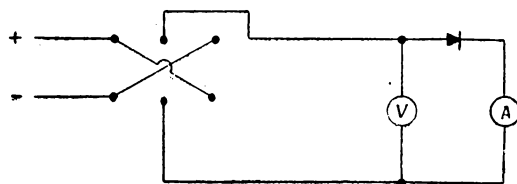
Асимметричная проводимость [22.11] полупроводниковых выпрямителей может быть определена путем включения их на напряжение сначала одной, а затем другой полярности, как показано на фиг. 234, и измерения результирующего тока (фиг. 235—237). Изучение полученных результатов показывает, что имеет место нелинейная зависимость тока от приложенного напряжения. Следует также отметить, что по сравнению с двумя другими типами выпрямителей германиевые выпрямители обладают наименьшим падением напряжения. В некоторых случаях полезно построить график зависимости прямого сопротивления от постоянного тока, используя схему, представленную на фиг. 234.

При применении логарифмической шкалы, как видно из фиг. 237 (для селенового выпрямителя с диаметром 111 м.м.), характеристика на значительном участке будет прямой. Из этой характеристики получается уравнение для прямого сопротивления такого выпрямительного элемента в виде

$$R = 0,705 I^{-0,84}. \quad (22.1)$$

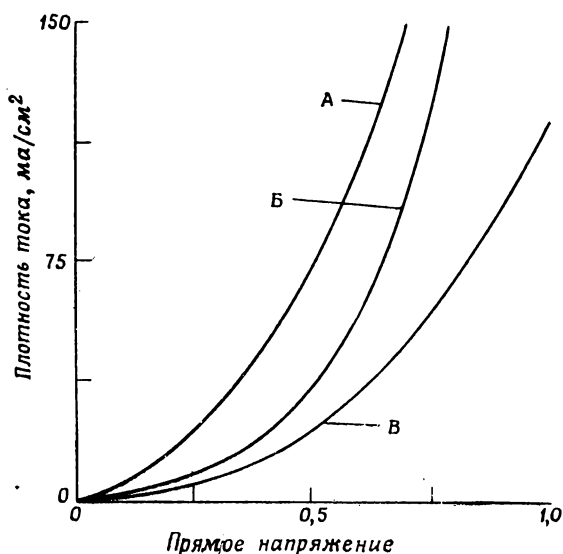
Если показатель степени равен —1, а не —0,84, то падение напряжения в прямом направлении будет постоянным. При показателе степени —0,84 падение напряжения не будет постоянным. Например, для  $I = 1a$ ,  $U = 0,7v$ ; для  $I = 0,1a$ ,  $U = 0,5v$  (см. фиг. 237).

Также очевидно, что увеличение размеров селенового выпрямителя приведет только к незначительному уменьшению падения напряжения.



Фиг. 234. Схема для измерения прямого и обратного сопротивлений на постоянном токе.

Так, для  $I = 1a$  снова  $U = 0,7в$ . Если, например, размеры выпрямителя удвоить путем параллельного соединения двух выпрямительных элементов, то через каждый элемент будет протекать ток  $0,5 a$  и падение напряжения  $U = 0,5 a \times 1,25 ом = 0,625 в$  (фиг. 238).

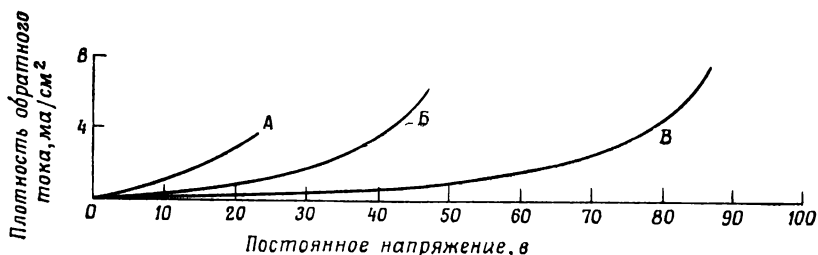


Фиг. 235. Характеристики полупроводниковых выпрямителей, снятые на постоянном токе в прямом направлении. А—для меднозакисного выпрямителя; Б— для германиевого выпрямителя; В— для селенового выпрямителя.

Следует отметить, что величина обратного тока зависит не только от величины приложенного обратного напряжения, но также и от продолжительности его действия. На величину обратного тока (тока утечки) влияет также непосредственная предистория селенового выпря-

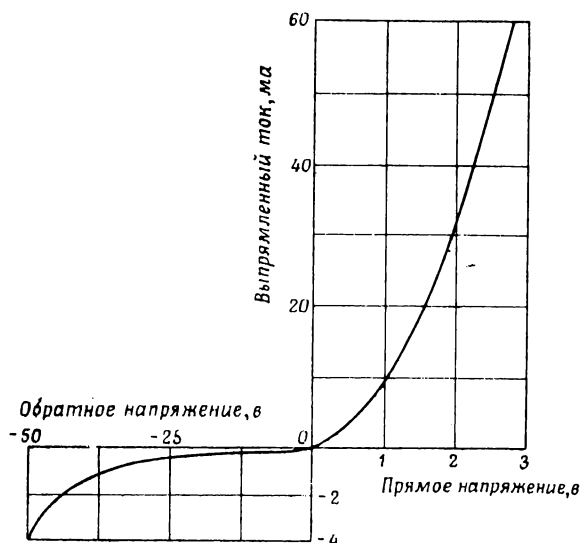
мителя. Для получения типовых результатов измерения необходимо точное выполнение стандартных методов исследования.

Величины прямого и обратного сопротивлений могут быть также определены путем измерения на переменном токе [22.11]. Результаты,



Ф и г. 236. Зависимость плотности обратного тока полупроводникового выпрямителя от постоянного напряжения. А — для меднозакисного выпрямителя; Б — для селенового выпрямителя; В — для германиевого выпрямителя.

полученные при этих измерениях, связаны с результатами измерений на постоянном токе довольно сложным образом. Способы исследования на переменном токе показаны на фиг. 239, А, Б.

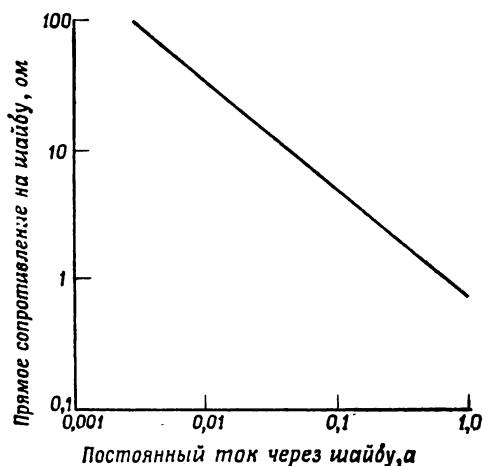


Ф и г. 237. Характеристика точечного германиевого выпрямителя, снятая на постоянном токе.

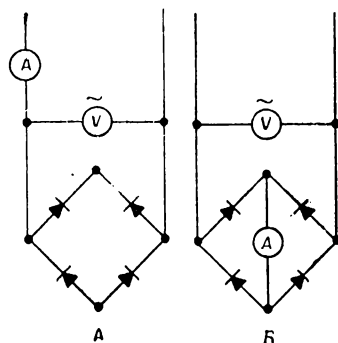
Как прямое, так и обратное сопротивления оказывают большое влияние на работу магнитных усилителей. Прямое сопротивление уменьшает полезное выходное напряжение и вызывает также нежела-



ные-тепловые потери ( $I^2R$ ) в шайбах. Тепловые потери вызывают нагревание выпрямителя, что, в свою очередь, порождает нежелательный



Ф и г. 238. Зависимость прямого сопротивления обычного селенового выпрямителя от величины протекающего постоянного тока.



Ф и г. 239. Схема для измерения обратного тока на переменном токе (А) и прямого падения напряжения на постоянном токе (Б).

эффект. Отношение прямого тока к обратному при номинальном напряжении оказывает существенное влияние на работу усилителя (гл. 17, § 4). В табл. 8 приведены наиболее типичные данные.

Таблица 8  
Отношение прямого тока к обратному току

Тип выпрямителя	Отношение токов
Меднозакисный при 6 в и 77,5 ма/см <sup>2</sup> . . . . .	175 : 1
Меднозакисный при 12 в и 77,5 ма/см <sup>2</sup> . . . . .	100 : 1
Селеновый при 15 в и 52 ма/см <sup>2</sup> . . . . .	110 : 1
Селеновый при 26 в и 52 ма/см <sup>2</sup> . . . . .	66 : 1
Точечный германиевый при 65 в и 400 ма . . . .	133 : 1
Большой плоскостной германиевый при 65 в и 75 а	750 : 1

Величина обратного тока определяется из следующих соображений:

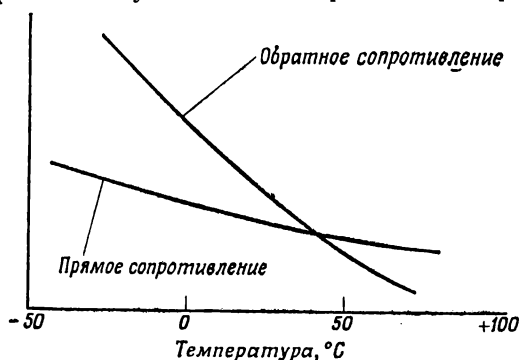
1. Коэффициент усиления амплитаста может значительно уменьшиться, особенно при использовании высококачественных сердечников (17.16).

2. За счет шунтирования нагрузки получается уменьшение выходного тока.

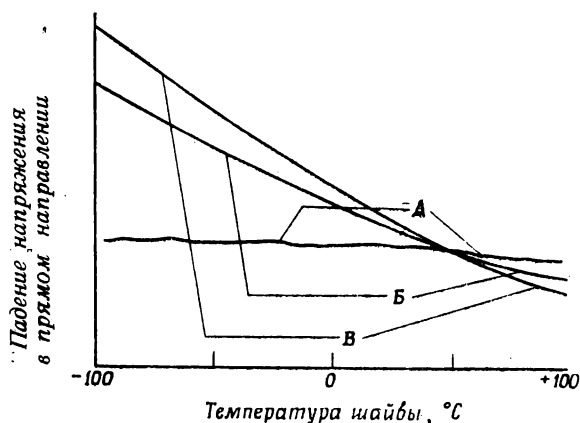
3. Температура выпрямителя возрастает благодаря потерям, вызываемым обратным током.

### § 6. Влияние температуры

Как видно из фиг. 240 и 241, прямое сопротивление полупроводниковых выпрямителей уменьшается с ростом температуры.



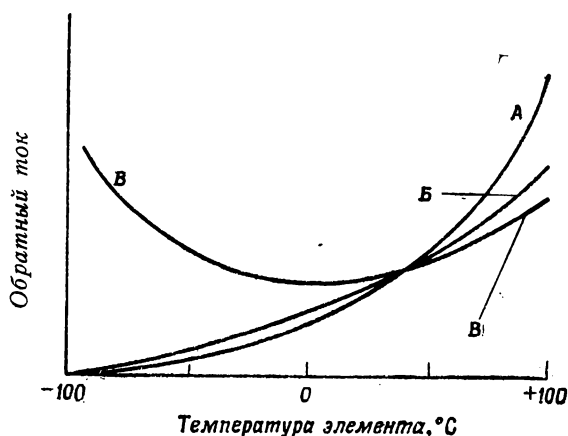
Фиг. 240. Влияние температуры на характеристики германиевого точечного выпрямителя, снятые на постоянном токе.



Фиг. 241. Влияние температуры на характеристики выпрямителя, снятые на постоянном токе в прямом направлении при максимальной плотности тока. А — для германиевого выпрямителя; Б — для селенового выпрямителя; В — для меднозакисного выпрямителя.

В непроводящем направлении наблюдается в общем обратная тенденция (фиг. 240 и 242), которая также встречается в селеновых выпря-

мителях при высоких обратных напряжениях и очень низких температурах.



Фиг. 242. Влияние температуры на характеристики выпрямителя, снятые на постоянном токе в обратном направлении при максимально допустимом напряжении. *A* — для германиевого выпрямителя; *B* — для меднозакисного выпрямителя; *B'* — для селенового выпрямителя.

### § 7. Влияние атмосферных условий

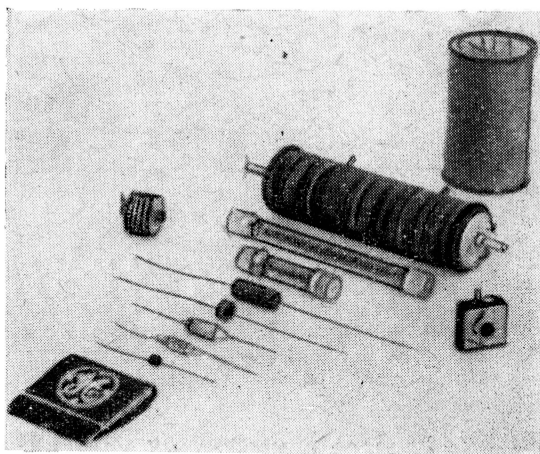
Полупроводниковые выпрямители, подверженные таким вредным атмосферным влияниям, как повышенная влажность, разъедающие пары, пары некоторых химикатов, могут прийти в негодность. Высокая влажность вызывает оседание влаги на поверхности выпрямителей, что может привести к закорачиванию различных слоев выпрямителя. Разъедающие пары могут привести к постепенному разрушению выпрямителя. Ртутные пары оказывают особенно вредное воздействие на некоторые типы селеновых выпрямителей. Чтобы уменьшить влияние атмосферных воздействий, выпрямители обычно лакируют, помещают в каркас, пропитывают или даже, в особо неблагоприятных условиях, погружают в масло или герметический корпус. На фиг. 243 приведены некоторые типичные конструкции выпрямителей.

### § 8. Старение и срок службы

Меднозакисные и селеновые выпрямители подвержены старению, т. е. постепенному изменению характеристик со временем и в процессе эксплуатации. На процесс старения влияют условия работы выпрямителя. При повышенных температурах процесс старения протекает более быстро. Для поддержания номинального выходного тока,

несмотря на старение, должны быть предусмотрены либо методы повышения напряжения питания, либо уменьшения сопротивления нагрузки с течением времени. Напряжение питания может быть увеличено переключением отводов трансформатора питания. Ясно, что существует предел, до которого можно повышать напряжение питания, не опасаясь пробоя запирающего слоя.

При использовании выпрямителей в схемах магнитных усилителей рекомендуется предусматривать возможность включения напряжения



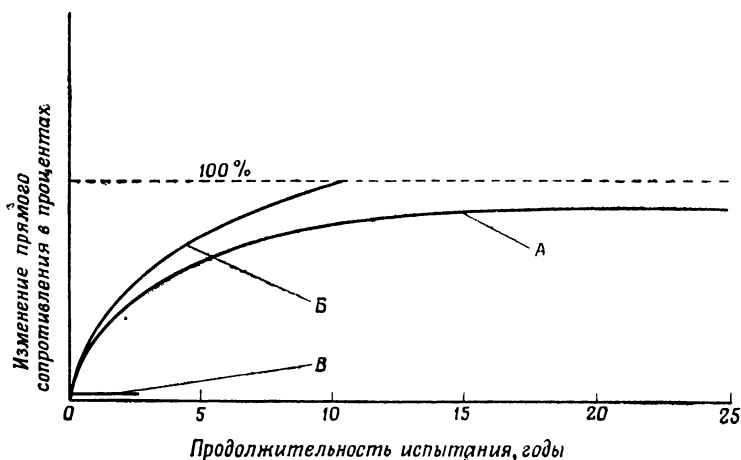
Ф и г. 243. Различные способы защиты миниатюрных полупроводниковых выпрямителей от вредного воздействия окружающей среды. Показаны выпрямители, погруженные в масло, лакированные, помещенные в стеклянные и текстолитовые каркасы.

питания, величина которого достаточна для производства постоянного тока номинальной величины при старых шайбах. Кроме того, необходимо обеспечить достаточную область регулирования напряжения питания в магнитном усилителе так, чтобы понизить его величину для получения необходимого тока нагрузки при использовании новых шайб.

Лучшим способом измерения величины старения является измерение изменения прямого и обратного сопротивлений со временем при тщательном соблюдении стандартных условий, включающих в себя температуру выпрямителя. Общий характер изменения сопротивления со временем, основанный на большом числе измерений на различных элементах, показан на фиг. 244.

В общем 100%-ное увеличение прямого сопротивления выпрямителя при полном токе нагрузки может уменьшить выходной ток выпрямителя от 10 до 15%. Время, за которое прямое сопротивление удваи-

вается при полной нагрузке, называется сроком службы. При меньших нагрузках изменение сопротивления меньше, при перегрузках — больше. Другими словами, срок службы увеличивается при малых нагрузках и уменьшается при перегрузках.



Фиг. 244. Относительный срок службы выпрямителей. *A* — для меднозакисного выпрямителя; *B* — для селенового выпрямителя; *V* — для германиевого выпрямителя.

В отличие от меднозакисных и селеновых выпрямителей германиевые выпрямители, появившиеся в настоящее время, не подвержены старению. Однако испытания их срока службы не превысили 2 лет, так что требуются дальнейшие исследования, чтобы сделать окончательный вывод.

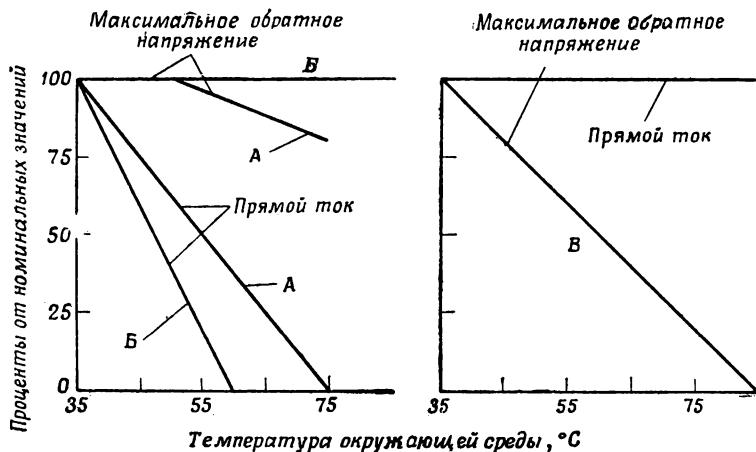
## § 9. Емкость

Так как структура полупроводниковых выпрямителей аналогична структуре конденсаторов, между зажимами выпрямителей имеет место определенная емкость [22.15]—[22.18]. Опыты показывают, что величина емкости зависит от частоты и приложенного напряжения. При частоте 1000 гц емкость селенового или меднозакисного выпрямителя равна приблизительно  $0,01 \text{ мкф/см}^2$ . Величина емкости несколько изменяется в зависимости от предистории выпрямителя и методов производства. При работе на высоких частотах, где величина емкости имеет особенно большое значение, применяются кремниевые и германиевые выпрямители с точечным контактом, обладающие очень малой величиной емкости (несколько пикофард на квадратный сантиметр). Для подобных применений выпускаются также миниатюрные купроксные и селеновые выпрямители.

### § 10. Расформовка

В отличие от меднозакисных и германиевых выпрямителей селеновые выпрямители подвержены расформовке.

Расформовка проявляется в уменьшении обратного сопротивления, что имеет место при отсутствии обратного тока. Такие условия могут появиться, например, когда выпрямитель долгое время не используется.



Фиг. 245. Кривые, дающие возможность выбрать режим работы выпрямителей для получения максимального срока службы в зависимости от температуры. А — для селенового выпрямителя; Б — для германиевого выпрямителя; В — для меднозакисного выпрямителя.

Расформовка, очевидно, связана с наличием искусственных запирающих слоев сверху естественного слоя. Эти запирающие слои создаются во время производства селеновых выпрямителей. Искусственные запирающие слои имеют электролитическую природу и для сохранения своих свойств или приобретения новых требуют продуцирования обратного тока через выпрямитель.

Расформовка проявляется в увеличении обратных токов при включении выпрямителя на обратное напряжение; однако этот обратный ток быстро уменьшается со временем. Расформовка в сильной степени зависит от процесса производства и изменяется в зависимости от технологии изготовления выпрямителей.

Так как меднозакисные выпрямители не подвержены расформовке, их обычно рекомендуют для схем защиты, особенно когда требуется немедленная готовность к работе.

### § 11. Параметры полупроводниковых выпрямителей

Величины тока и напряжения для полупроводниковых выпрямителей определяются максимально допустимой температурой, связанной с опре-

деленным сроком службы и диэлектрической прочностью шайбы. Поэтому в число других параметров выпрямителей входят максимальный прямой ток при данной температуре окружающей среды и наибольшее (пиковое) значение обратного напряжения (табл. 9).

Таблица 9

Тип выпрямителя	Пиковое обратное напряжение на шайбу, в	Максимальный прямой ток в однополупериодной схеме
Меднозакисный . . . . .	8—11,5	77,5 <i>ма/см</i> <sup>2</sup>
Меднозакисный, рассчитанный на высокое напряжение . . . . .	11,5—35	77,5 <i>ма/см</i> <sup>2</sup>
Селеновый, рассчитанный на низкое напряжение . . . . .	25	52 <i>ма/см</i> <sup>2</sup>
Селеновый, рассчитанный на среднее напряжение . . . . .	26—40	52 <i>ма/см</i> <sup>2</sup>
Селеновый, рассчитанный на высокое напряжение . . . . .	41—75	52 <i>ма/см</i> <sup>2</sup>
Германиевый выпрямитель (с малой площадью контакта) . . . . .	350	300 <i>ма</i> на данный размер
Германиевый выпрямитель (с большой площадью контакта) . . . . .	200	1000 <i>ма</i> на данный размер
Мощный германиевый с искусственным охлаждением . . . . .	135	150 <i>ма</i> на данный размер
Точечный германиевый . . . . .	25—150	10 <i>ма</i> на данный размер

Меднозакисные и селеновые выпрямители можно включать параллельно или последовательно в зависимости от величины тока и напряжения. Германиевые выпрямители не рассчитаны на последовательное включение: они могут быть включены параллельно в случае хорошего подбора одинаковых выпрямителей.

Так как температура является ограничивающим фактором, допустимые величины токов и напряжений уменьшаются при превышении температуры окружающей среды определенного уровня. Например, при повышении температуры выше определенной для уменьшения нагрева выпрямителя обратными токами величина напряжения питания должна быть уменьшена или же должна быть уменьшена величина выходного тока (фиг. 245). Работа выпрямителей в режимах, отличных от номинальных, ускоряет процесс старения выпрямителей и приводит к их порче. Например, селеновый выпрямитель при 60°С

имеет срок службы более 60 000 час. При работе того же выпрямителя при температуре 120°С его срок службы уменьшится до 1000 час. или еще меньше.

## § 12. Коэффициент полезного действия

Коэффициентом полезного действия выпрямителя называется отношение выходной мощности к полной подведенной мощности. Входная и выходная мощности измеряются ваттметрами переменного тока.

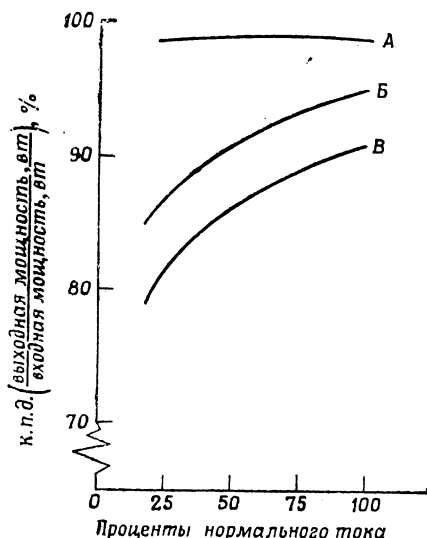
Выходная мощность, измеренная подобным образом, полезна бывает там, где используется как мощность постоянной составляющей тока, так и мощность высших гармоник, как, например, в нагревательных элементах и лампах накаливания.

При изменении типа нагрузки с чисто омической на индуктивную или содержащую противоэлектродвижущую силу форма кривой выпрямленного тока изменяется и, как следствие, изменяется коэффициент полезного действия [22.12]. Более того, выходная мощность выпрямителя, измеренная ваттметром переменного тока, не обязательно будет мерой полезной мощности выпрямителя.

Например, при питании обмотки возбуждения электрической машины ток выпрямителя состоит из постоянной составляющей и высших гармоник. Полезное поле возбуждения создается постоянными составляющими напряжения и тока, в то время как пульсации вызывают только тепловые потери и потери в железе полюсов. Поэтому полезная выходная мощность выпрямителя будет меньше подсчитанной с использованием коэффициента полезного действия.

Значения коэффициентов полезного действия для различных величин нагрузок приведены на фиг. 246.

Значения коэффициентов полезного действия для различных величин нагрузок приведены на фиг. 246.



Фиг. 246. Коэффициент полезного действия выпрямителей. А — для германиевого выпрямителя; Б — для селенового выпрямителя; В — для меднозакисного выпрямителя.

## § 13. Основные принципы правильного конструирования

Современные полупроводниковые выпрямители рассчитываются на нагрев и сопротивление обратному напряжению. Опубликованные данные относятся к синусоидальному току и активной, индуктивной и



аккумуляторной нагрузкам [22.14]. Не следует включать выпрямители на обратные напряжения, превосходящие номинальные, вследствие возможности пробоя выпрямителя. Величина тока выбирается с учетом старения и в том случае, когда требуется большой срок службы, не следует завышать его величину. Перегруженные выпрямители подвержены более быстрому старению даже при искусственном охлаждении. Правильное конструирование требует, чтобы сопротивление выпрямителя было мало по сравнению с полным сопротивлением схемы. Типичными являются сопротивления, составляющие от 10 до 15% от полного сопротивления схемы [22.12]—[22.14].

Под влиянием высоких температур выпрямитель может быть разрушен и уменьшен срок его службы [22.19]. Очевидно, что изменение кристаллического состояния полупроводника приводит к увеличению прямого сопротивления выпрямителей.

Значительная научно-исследовательская работа проводится со всеми типами полупроводниковых выпрямителей, в том числе и с германиевыми. Цель этого исследования — улучшение их характеристик. Весьма вероятно, что в ближайшем будущем будут созданы выпрямители с улучшенными характеристиками, не подверженные старению, с большими обратными сопротивлениями, способные выдержать более высокие температуры и обладающие большей стабильностью. Такие выпрямители будут еще более подходящими для магнитных усилителей [22.20].



**ЧАСТЬ IV**

**ПРИМЕНЕНИЕ МАГНИТНЫХ  
УСИЛИТЕЛЕЙ**



## МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ В РАДИОТЕЛЕФОНИИ

### § 1. Введение

Первый толчок развитию магнитных усилителей дала радиотелефония. Это был период, предшествующий появлению практически доступных электронных усилителей. Необходимо было так усилить выходную мощность угольного микрофона, чтобы на антенну поступало ощутимое количество высокочастотной энергии. Ранние исследования в этой области были успешными. Результаты подобных исследований дали возможность управлять высокочастотным генератором мощностью 2 *квт* с помощью промышленного микрофона.

В 1915 г. таким образом было передано телефонное сообщение из Скенектеди в Нью-Йорк. К этому времени появились электронные усилители, и, хотя большинство экспериментальных работ в области радиотелефонии было направлено именно на применение электронных усилителей, проводились также работы по дальнейшему совершенствованию магнитных усилителей. В 1916 г. Институту радиоинженеров была представлена статья под названием „Магнитный усилитель“ [23.1]. Впоследствии магнитные усилители нашли применение в больших радиостанциях, сконструированных во время первой мировой войны. Эти радиостанции с генераторами мощностью 200 *квт* с частотой 30 000 *гц* были построены в различных частях земного шара и до сих пор являются основой длинноволновой радиосвязи.

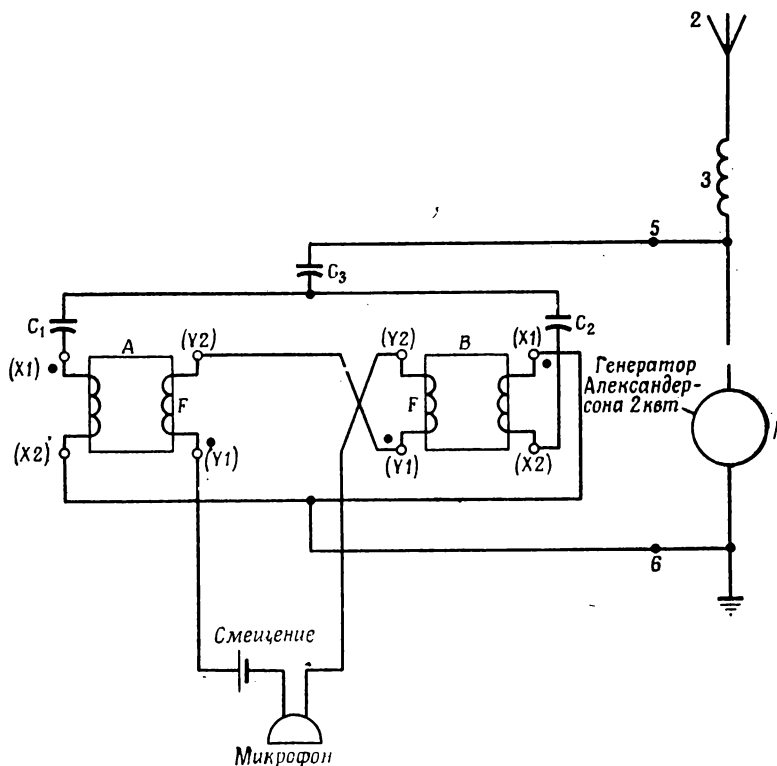
Магнитные усилители, используемые для управления телеграфным сообщением, могут быть также применены в телефонии. В 1919 г. были проведены испытания трансатлантической радиотелефонной связи. Радиотелефонная связь поддерживалась с кораблем президента Вильсона при его поездке на мирную конференцию.

Магнитный усилитель был выбран в качестве усиливающего устройства благодаря своей прочности и надежности. Для того чтобы магнитный усилитель мог найти применение в области звуковых частот, он должен быть быстродействующим. Требование быстродействия удовлетворялось при помощи двух различных схем: 1) амплистата переменного тока (гл. 15, § 7) и 2) дросселя насыщения, шунтиро-

ванного нагрузкой (гл. 9) с емкостной компенсацией [232]. Обе схемы были испытаны, но при отсутствии современных качественных полупроводниковых выпрямителей только вторая схема нашла применение в оборудовании больших радиостанций.

## § 2. Магнитный усилитель для радиосвязи Скенектеди — Нью-Йорк

Высокочастотный генератор 1 (фиг. 247) возбуждается от отдельного источника постоянного тока, который не показан. Генератор



Ф и г. 247. Магнитный усилитель для генератора мощностью 2 квт, используемого на линии радиосвязи Скенектеди — Нью-Йорк.

соединен с антенной 2 через связывающий дроссель 3. Для модулирования мощности, поступающей в антенну, предусмотрен шунт, состоящий из двух [23.3], [23.4] параллельно включенных дросселей насыщения A и B с рабочими обмотками между зажимами X1 и X2 и обмотками управления между Y1 и Y2 (гл. 9).

Дроссель насыщения с параллельно соединенными рабочими обмотками позволяет разгрузить цепь управления (микрофон) от вторых гармоник питающей частоты, но он имеет и отрицательную сторону — сравнительно малое быстродействие (гл. 10). Однако этот недостаток может быть устранен без влияния на четные гармоники путем включения емкостей  $C_1$  и  $C_2$ . Емкости  $C_1$  и  $C_2$  представляют собой малое сопротивление для основной частоты генератора и высших гармоник, но большое сопротивление для звуковых частот. Так как запаздывание дросселя насыщения в некоторой степени обусловлено циркуляцией тока по рабочим обмоткам, это запаздывание практически исключается включением емкостей  $C_1$  и  $C_2$ . Быстродействие может быть увеличено еще больше путем включения достаточного сопротивления в цепь микрофона так же, как и для дросселя насыщения с последовательно соединенными рабочими обмотками.

Последовательно с дросселем насыщения включен конденсатор  $C_3$ , величина емкости которого подобрана так, что при максимальном токе управления емкостное сопротивление конденсатора равно индуктивному сопротивлению дросселя насыщения. Подобный подбор обуславливает большое изменение полного импеданса шунта. Таким образом, относительно малого изменения тока управления достаточно для образования короткого замыкания на зажимах генератора. Очевидно, что такая схема включения магнитного усилителя обеспечивает увеличение коэффициента усиления [23.1].

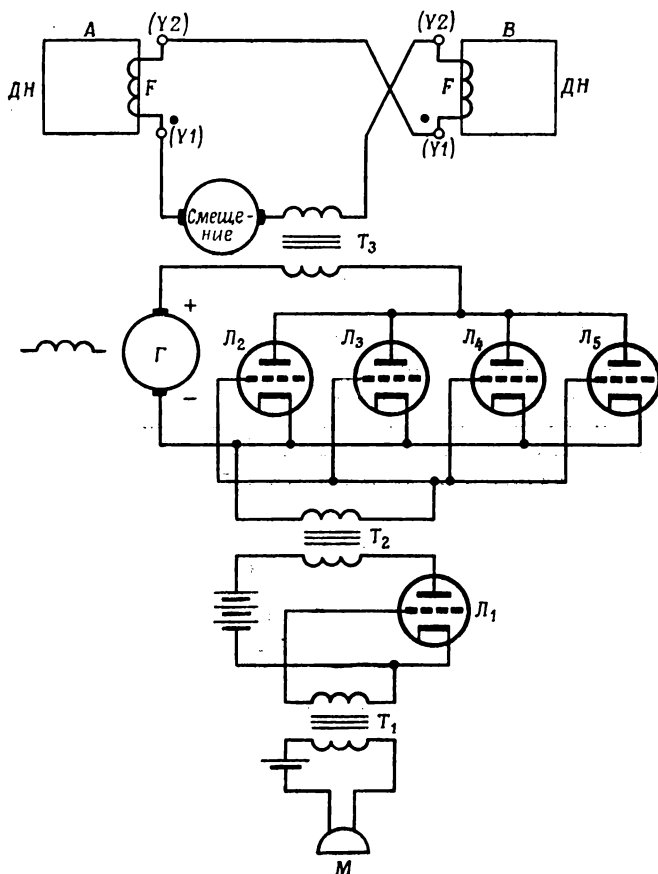
### § 3. Трансатлантическая радиотелефонная линия с магнитными усилителями [23.5], [23.6]

Для трансатлантической линии связи требуется высокочастотный генератор значительно большей мощности (200 *квт*) (фиг. 248). Модулирование тока в антенне достигается емкостно-скомпенсированным дросселем насыщения, как показано на фиг. 247 и описано в предыдущем параграфе. Однако этот дроссель насыщения приобретает настолько большие размеры, что мощность, непосредственно получаемая от микрофона, недостаточна для управления. Комбинация электронного и магнитного усилителей применяется для увеличения уровня мощности микрофона  $M$ . После усиления сигнала от микрофона с помощью триода  $L_1$  сигнал поступает на четыре параллельно включенных триода  $L_2—L_5$ . Генератор постоянного тока  $\Gamma$  с параллельным возбуждением обеспечивает анодную мощность для ламп  $L_2—L_5$ . Мощность звуковой частоты, получаемая на этих лампах, поступает на трансформатор  $T_3$ , который включает в обмотку управления  $F$  дросселя насыщения. Дроссель насыщения реагирует на модулированный микрофоном ток. Остальные элементы схемы работают так, как было описано в предыдущем параграфе.

Первая установка такого рода была осуществлена в 1918 г. Об этой линии упоминал Франклин Рузвельт.

#### § 4. Управление скоростью генератора Александерсона

Несущая частота радиопередатчика должна поддерживаться очень точно. При использовании высокочастотного генератора для генерирования несущей частоты скорость вращения генератора должна



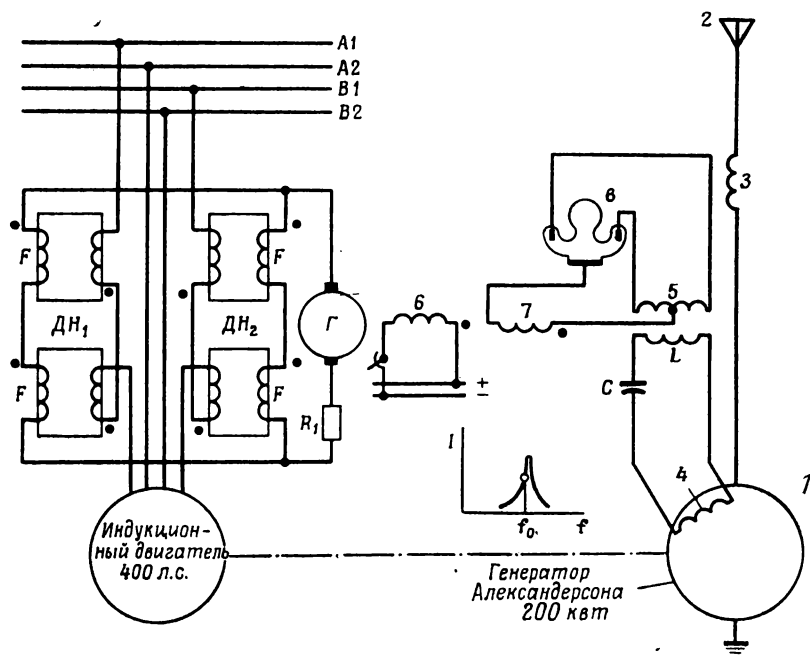
Фиг. 248. Магнитный усилитель для генератора мощностью 200 *квт*, используемого в трансатлантической телефонии.

Остальную часть схемы см. на фиг. 247 с той лишь разницей, что в данном случае мощность генератора Александерсона составляет не 2, а 200 *квт*.

тщательно регулироваться. Подобный генератор обычно вращается от индукционного двигателя, и, следовательно, проблема управления сводится к регулированию скорости индукционного двигателя,



На фиг. 249 изображены высокочастотный генератор 1 мощностью 200 *квт*, антенна 2 и связывающая катушка антенны 3. Генератор вращается от двухфазного индукционного двигателя мощностью 400 *л. с.* Между статором индукционного двигателя и двухфазной системой питания  $A1—A2, B1—B2$  включены два дросселя насыщения  $ДН_1$  и  $ДН_2$ . Напряжение на зажимах двигателя, а следовательно, и его скорость, регулируются током управления двух дросселей.



Ф и г. 249. Управление частотой генератора.

Ток управления двух дросселей насыщения изменяется следующим образом: остро настроенный и тщательно экранированный резонансный контур (емкость  $C$ , индуктивность  $L$ ) служит эталоном частоты. Этот контур возбуждается от отдельной обмотки 4 генератора и так настроен, что требуемая частота  $f_0$  соответствует наиболее крутой части резонансной кривой (фиг. 249, вставка). С индуктивностью  $L$  связана обмотка 5 со средней точкой, возбуждающая ртутный выпрямитель 8. Постоянный ток от выпрямителя протекает по обмотке возбуждения 6 генератора Г.

Генератор постоянного тока имеет еще одну обмотку возбуждения 7, которая питается от независимого источника постоянного тока. Токи в обмотках 6 и 7 создают м. д. с., направленные встречно.

При увеличении скорости индукционного двигателя увеличивается ток в резонансном контуре, следовательно, увеличивается выпрямленный ток выпрямителя, и поле возбуждения генератора уменьшается. В результате уменьшается также и ток управления ДН, уменьшая тем самым напряжение на зажимах двигателя, а следовательно, и его скорость.

Нетрудно заметить, что обмотки управления двух дросселей насыщения включены параллельно. Они соединены таким образом, чтобы четные гармоники тока могли свободно циркулировать по обмоткам управления.

Быстродействие двух дросселей насыщения никоим образом не ухудшается из-за описанного соединения обмоток управления. Магнитодвижущие силы, соответствующие изменениям постоянной составляющей тока управления, имеют одинаковое направление в каждой группе обмоток управления, и поэтому не могут образовать короткозамкнутого контура, увеличивающего запаздывание.

## Глава 24

# ПРИМЕНЕНИЕ ДРОССЕЛЕЙ НАСЫЩЕНИЯ

### § 1. Введение

В течение многих лет дроссель насыщения использовался в качестве усилителя мощности переменного тока. Так как дроссель насыщения является усилительным устройством, позволяющим управлять большими мощностями с помощью гораздо меньших, он дает возможность использовать для управления оборудование значительно меньших размеров, чем потребовалось бы при непосредственном регулировании тока нагрузки. Это означает, что дроссель и нагрузка могут быть помещены отдельно от управляющего оборудования без значительных потерь в линии между схемой управления и нагрузкой. Это означает также, что управляющее оборудование для различных нагрузок может быть сгруппировано таким образом, чтобы дать возможность одному оператору быстро осуществлять управление.

Плавное, непрерывное регулирование мощности нагрузки в частности применяется при постепенном уменьшении силы света ламп и для бесступенчатого регулирования скорости двигателя.

Так как с помощью дросселей насыщения можно управлять фазой тока нагрузки, дроссели могут быть применены в схемах, в которых требуется широкое регулирование фазового сдвига. Например, такого рода регулирование сеточного напряжения требует тиратрон. Дополнительной ценностью подобных схем является электрическая изоляция между обмотками постоянного тока и рабочими обмотками дросселя.

Как уже упоминалось в предыдущих главах, в схемах с дросселями насыщения образуются высшие гармоники. Это явление используется в умножителях частоты и для генерирования высоких частот. Также вследствие того, что величина генерируемых гармоник находится в определенной зависимости от величины постоянного тока, используемого для насыщения, этот эффект может быть использован для измерения, либо для обнаружения постоянного тока.

Дроссель насыщения как ограничитель тока широко используется там, где постоянный (по величине) ток более желателен, чем

постоянное напряжение. Таким применением является заряд аккумуляторных батарей, работа последовательно включенных ламп и т. д.

В гл. 7 было показано, что дроссель насыщения довольно мало чувствителен к колебаниям напряжения и частоты, что является большим преимуществом в измерительных схемах, исключая необходимость многих компенсационных приспособлений, необходимых для других типов усилителей.

Другое преимущество заключается в возможности на одном ДН иметь несколько обмоток управления. Это позволяет одновременно применять несколько сигналов управления. Благодаря наличию электрической изоляции между обмотками управления сигналы управления могут не зависеть от напряжения.

Дроссель насыщения, будучи механически магнитным сердечником с обмотками, является одним из наиболее простых электрических устройств. Он не имеет движущихся, изнашивающихся частей. Надлежащим образом рассчитанный и сконструированный ДН требует ничтожно малого внимания и характеризуется исключительно большим сроком службы.

## РЕГУЛИРОВАНИЕ МОЩНОСТИ

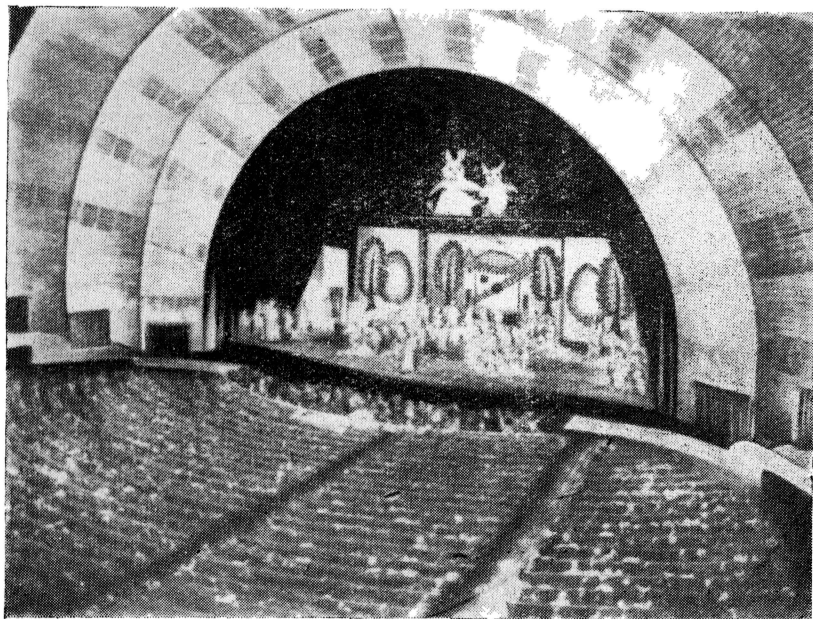
### § 2. Регулирование освещенности в театрах

Первой и до сих пор одной из наиболее мощных установок для регулирования света в театре является установка, созданная более 20 лет назад в Чикагской гражданской опере [24.1]. В первое время в этой установке освещение сцены и зала регулировалось с помощью дросселей насыщения. Простые выпрямительные схемы с тиратронами использовались для получения постоянного тока управления.

За этой установкой последовала созданная в 1932 г. установка в Нью-Йоркском радиомюзик-холле [24.2], которая до сих пор является наиболее мощной и совершенной (фиг. 250). Эта установка состоит из более чем 300 осветительных цепей, рассчитанных так, чтобы имелась возможность от каждой цепи получать 10 различных значений освещенности. С помощью кнопочного управления можно плавно переносить весь свет с одной декорации на другую.

Не следует забывать, что ДН по существу является стабилизатором тока, поэтому, если одна лампа в группе перегорит, интенсивность света других ламп изменится. Чтобы устранить влияние одной лампы на другую, необходимо поддерживать постоянным напряжение на группе ламп, а не ток. Свойство ДН сохранять величину тока неизменной преодолевается путем сравнения напряжения на лампах с эталонным напряжением и автоматическим изменением тока управления таким образом, чтобы имело место равенство между эталонным напряжением и напряжением на нагрузке.

Основная схема для регулирования света в театрах показана на фиг. 251. Справа изображена силовая часть схемы, состоящая из ламп  $L$  и ДН. Так как всегда имеется падение напряжения на рабочих обмотках дросселя, часто включается трансформатор  $T_2$ , увеличивающий линейное напряжение так, чтобы скомпенсировать это падение напряжения при полностью насыщенном дросселе.



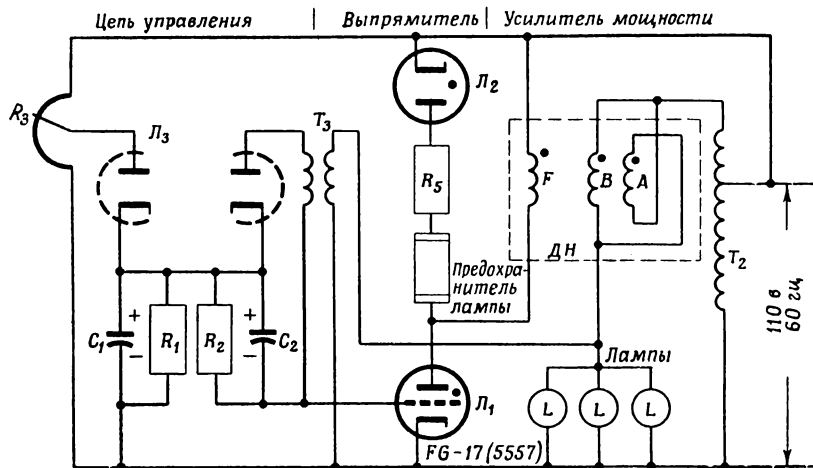
Фиг. 250. Вид зала в мюзик-холле.

Постоянный ток для управления ДН получается от выпрямителя, состоящего из тиратрона  $L_1$  обычно типа 5557, или FG-17, который дает управляемый по величине постоянный ток от источника переменного тока, и включенного встречно выпрямителя  $L_2$ , например типа 866, который дает возможность току протекать по обмотке управления  $F$  во время отрицательного полупериода переменного напряжения питания [24.3].

Постоянный ток, протекающий через тиратрон  $L_1$ , в свою очередь управляется напряжением сетка — катод. Это напряжение берется от двух источников, включенных последовательно. Имеется напряжение, зажигающее тиратрон, которое стремится увеличить положительный потенциал сетки. Это напряжение получается от выпрямления части переменного напряжения питания с помощью левой части лампы  $L_3$ . Напряжение зажигания снимается с емкости  $C_1$ . После-

довательно с напряжением зажигания включено второе постоянное напряжение, которое получается выпрямлением на правой половине лампы  $\Lambda_3$ . Переменный ток получается от трансформатора  $T_3$ , первичная обмотка которого включена параллельно с управляемыми лампами.

Если потенциал сетки отрицателен по отношению к катоду  $\Lambda_1$ , то ток через лампу  $\Lambda_1$  и обмотку  $F$  не протекает. Однако по мере



Фиг. 251. Схема регулирования силы света в театре с использованием дросселей насыщения.

приближения потенциала сетки к величине потенциала катода анодный ток будет увеличиваться до тех пор, пока тиратрон не начнет полностью проводить.

Предположим теперь, что на  $R_1$  и  $C_1$  имеет место напряжение зажигания. Сетка лампы  $\Lambda_1$  будет иметь положительный потенциал и не будет препятствовать протеканию тока по обмотке  $F$ , повышая, таким образом, напряжение на лампах  $L$  и, следовательно, на трансформаторе  $T_3$ , включенном параллельно. На вторичной обмотке трансформатора  $T_3$  индуцируется напряжение, которое после выпрямления будет приложено к  $R_2$  и  $C_2$  в направлении, противоположном напряжению зажигания. Напряжение на  $C_2$ , называемое напряжением запирающего, будет возрастать до тех пор, пока потенциал сетки тиратрона  $\Lambda_1$  не станет ниже потенциала катода. Когда это случится, тиратрон  $\Lambda_1$  уменьшит свой анодный ток, уменьшая, таким образом, ток управления, который в свою очередь уменьшает напряжение на лампах. В результате регулируются напряжения на лампах.

В простейшем случае величина напряжения на лампах изменяется потенциометром  $R_3$ . Практически напряжение на лампах может

регулироваться более совершенным способом, позволяющим обеспечить постепенное ослабление силы света и любые другие желаемые эффекты.



Ф и г. 252. Панели дросселей с тиратронами в установке Чикагской гражданской оперы.

На фиг. 252 изображены панели ДН для мощной установки, регулирующей силу света в Чикагской гражданской опере.

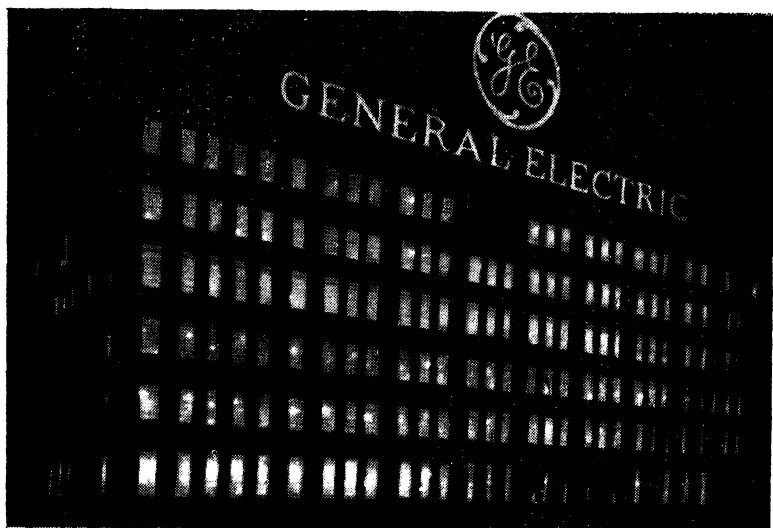
### § 3. Регулирование освещенности электрических вывесок с помощью магнитных усилителей

Одной из наиболее старых установок для регулирования света с помощью магнитных усилителей является установка для вывески фирмы „Дженерал Электрик“ (GE) в Скенектеди (фиг. 253), сконструированная и установленная в 1932 г. д-ром Суитсом [24.3].

Вывеска делится на три части: монограмма, обрамляющее кольцо и название фирмы. Основная схема (фиг. 254) использует запаздывание

между изменениями управляющего напряжения и тока нагрузки. Возможность последовательного включения цепей обеспечивает гораздо больший эффект, чем просто постоянно горящая либо мигающая вывеска.

Работа схемы несколько напоминает работу электронного колебательного контура  $R—C$  или колебания неправильно рассчитанного сервомеханизма. Как показано в гл. 10, ток нагрузки в ДН отстает от изменяющегося скачком входного напряжения. Если управляющее напряжение изменяется по синусоиде с частотой, например 1 гц,



Фиг. 253. Большая световая вывеска, использующая дроссели насыщения для управления последовательностью зажигания.

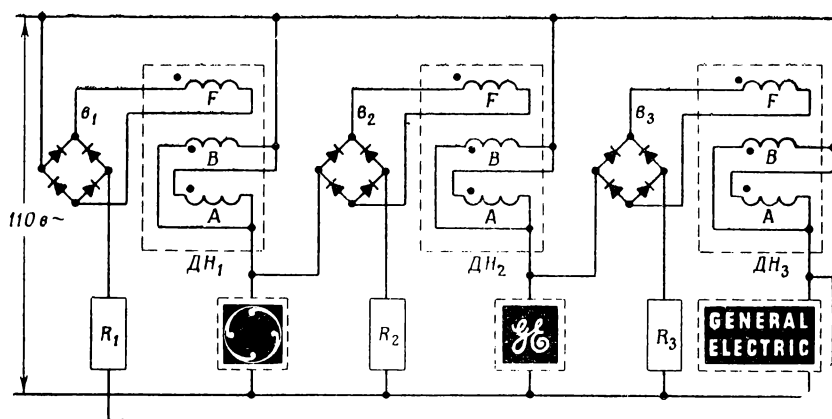
среднее значение тока нагрузки также будет изменяться с частотой 1 гц. Однако будет иметь место некоторый сдвиг фаз между током нагрузки и синусоидально изменяющимся управляющим напряжением. Величина сдвига фаз меняется в зависимости от частоты управляющего напряжения.

Для управления электрической вывеской несколько ДН соединены в кольцо (замкнутую петлю). При определенной частоте фаза управляющего напряжения, определенная предшествующим дросселем, будет как раз такой, какая необходима следующему дросселю для возникновения в нем собственных незатухающих колебаний с этой же частотой.

Схема в упрощенном виде показана на фиг. 254. Предположим, что начало периода соответствует моменту, когда название „General



Electric“ в нижнем правом углу схемы не горит, и что напряжение между нижним концом сопротивления  $R_1$  и нижней силовой шиной отсутствует. Все напряжение питания, за исключением падения напряжения на сопротивлении  $R_1$ , будет приложено к выпрямителю  $v_1$ , и ток медленно будет нарастать в обмотке управления  $F$  ДН, обладающей большой индуктивностью. Как только ДН станет насыщенным, лампочки, образующие кольцо, начнут загораться и, когда напряжение на лампочках достигнет предела, кольцо будет гореть на полную мощность. Выпрямитель  $v_2$ , включенный параллельно с кольцом ламп, также будет включен на полное напряжение. Ток



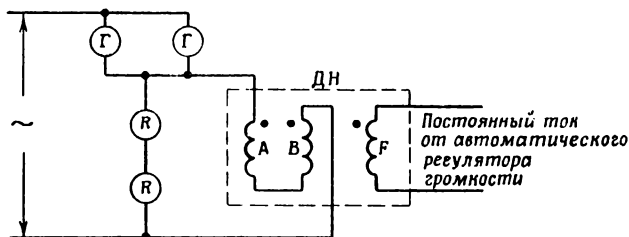
Фиг. 254. Основная схема, используемая в вывеске фиг. 253.

в обмотке управления  $F$   $ДН_2$ , получаемый с этого выпрямителя, начнет возрастать, насыщая  $ДН_2$  и увеличивая тем самым напряжение на монограмме „GE“ и выпрямителе  $v_3$ , включенном параллельно с ней. Аналогично с некоторым отставанием, обусловленным индуктивностью обмотки управления  $F$  дросселя  $ДН_3$ , начнет возрастать ток в ней, насыщая  $ДН_3$ . Насыщение дросселя  $ДН_3$  вызывает возрастание напряжения на последней группе ламп, зажигая ее тем самым на полную мощность.

Однако следует отметить, что выпрямитель  $v_1$  включен не на ламповую нагрузку, а на дроссель  $ДН_3$ , так что по мере насыщения  $ДН_3$  величина напряжения на выпрямителе  $v_1$  и ток в обмотке  $F$   $ДН_1$  будут уменьшаться. Следовательно, степень насыщения  $ДН_1$  будет уменьшаться, и лампы вывески будут погасать в той же последовательности, в какой они ранее зажигались. Таким образом, вывеска постепенно будет то зажигаться, то погасать.

#### § 4. Индикатор радионастройки

Другим применением ДН было использование его в начале 1930 г. для указателя правильной настройки радиостанций. Схема индикатора настройки показана на фиг. 255. В этом случае используются маленькие панельные электрические лампочки так, что вся схема потребляет очень малую мощность. Сигнал управления для ДН получается из автоматического сигнала смещения, управляющего громкостью звука. Когда станция настроена правильно, так что сигнал



Фиг. 255. Схема индикатора настройки радиоприемника.

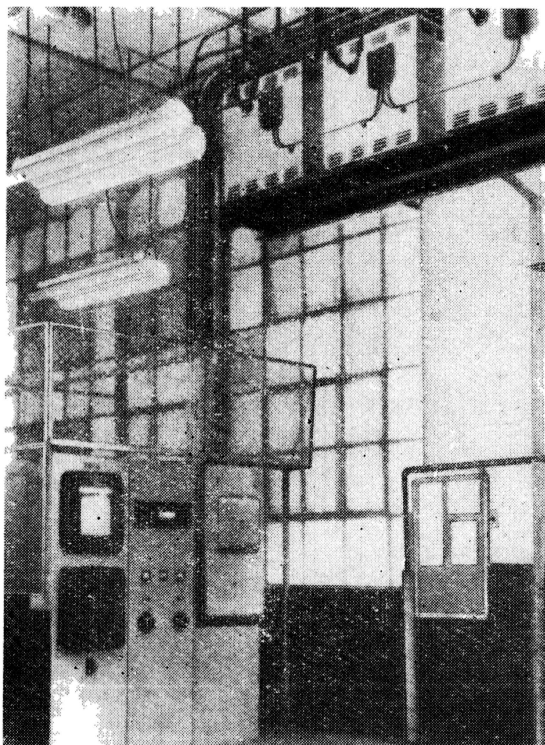
автоматического управления громкости максимален, насыщение ДН вызывает загорание двух последовательно соединенных красных ламп, включенных параллельно дросселю, и две зеленые лампочки загораются. Таким образом, оператор видит, что загораются либо зеленые, либо красные лампочки, сигнализируя о настройке станции.

В других аналогичных применениях дроссели используются для дистанционной настройки [24.18], [24.19].

#### § 5. Управление печами сопротивления

В больших электропечах для более точного нагрева и термообработки целесообразно применять непрерывное, плавное регулирование, а не прерывистое, так, чтобы имелась возможность поддерживать мощность печи примерно постоянной. Дроссели насыщения представляют собой удобное устройство для регулирования величины мощности, поступающей в печь [24.5]. Они обеспечивают равномерное поступание энергии в печь и устраняют проблему, заключающуюся в применении контактов в случае импульсного регулирования. Точное поддержание заданной температуры особенно важно для гальванизации и агломерации, где даже небольшие колебания температуры могут значительно ухудшить качество продукции. Поддержание постоянной температуры в самих нагревательных элементах упрощает эксплуатацию печи и увеличивает срок службы нагревательных элементов и печи, так как это защищает их от механических, термических и электрических перегрузок.

В то время как в случае регулирования силы света величины мощности ограничиваются приблизительно 32 *квт*, в случае электропечей требуется значительно бо́льшая мощность, достигающая иногда 750—1000 *квт*. На фиг. 256 изображена типичная установка с дросселями насыщения для электропечей. Эта фигура иллюстрирует также широкую возможность расположения ДН. Так как дроссели насыщения не имеют движущихся частей и не требуют смазки или



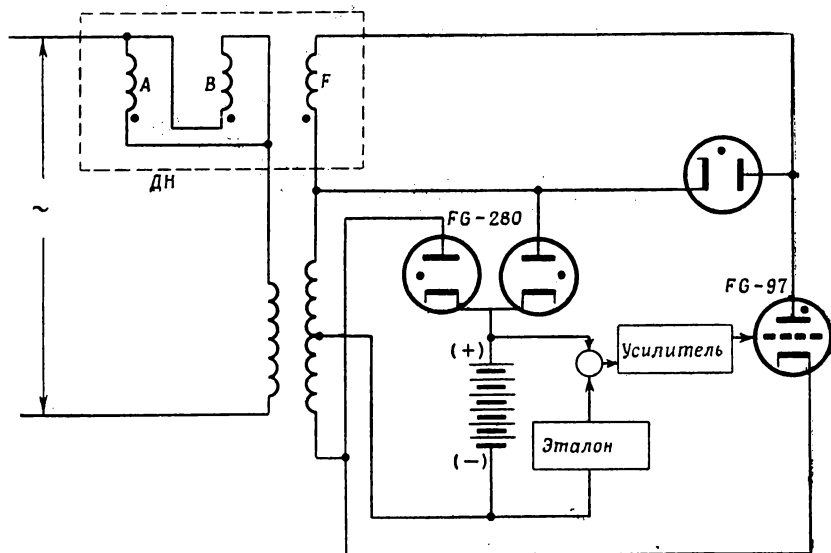
Фиг. 256. Типичная установка с дросселями насыщения для электропечей. Панель управления показана внизу слева, а дроссели — в правом верхнем углу.

другого эксплуатационного ухода, они могут быть установлены где-либо в стороне или даже подвешены к потолку, как показано на фиг. 256.

Хотя было предложено много способов управления ДН температурой электропечей, но, пожалуй, наиболее распространенным является способ с использованием стандартного самопишущего прибора с термопарой. Движок потенциометра соединен с приводом пера и таким образом управляет ДН.

### § 6. Регулирование зарядки батарей с помощью дросселей насыщения

На фиг. 257 изображена схема промышленной установки для регулирования зарядки батарей [24.6]. Она используется главным образом на зарядных станциях для батарей с напряжением 125 в. Из-за плавного регулирования, обеспечиваемого с помощью электронного контроля, имеется возможность держать батареи все время



Фиг. 257. Схема для зарядки аккумуляторов.

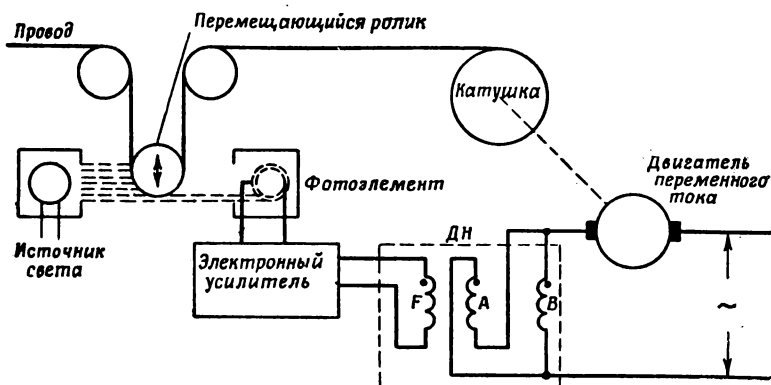
при почти полном токе зарядки, тем самым значительно увеличивая их срок службы.

Благодаря свойству ДН удерживать величину тока постоянной предотвращается протекание через выпрямитель (типа FG-280) чрезмерного тока зарядки. Кроме того, получается точное регулирование напряжения. Это регулирование осуществляется сравнением всего напряжения батарей или части его с эталонным напряжением, как показано на фиг. 257. Разность усиливается и управляет сеткой тиратрона (тип FG-97). Эта лампа дает ток управления ДН, протекающий по обмотке управления F, почти так же, как это было в случае регулирования освещенности в театре (гл. 24, § 2).

### § 7. Управление двигателем машины для намотки проволоки

Дроссели насыщения находят применение для управления мало-мощными двигателями переменного тока. Эти двигатели коллекторного типа, обычно серийные, включаются последовательно с ДН

на напряжение питания переменного тока. Фиг. 258 показывает применение ДН для машины для намотки проволоки. Натяжение такой проволоки сохраняется постоянным с помощью „танцующего“ ролика. Заслонки, связанные с роликом, регулируют силу света, поступающего на фотозлемент, а следовательно, и скорость двигателя. Как



Фиг. 258. Простой способ регулирования натяжения проволоки, использующий дроссель насыщения, включенный последовательно с двигателем переменного тока. Сигнал, получаемый с фотозлемента, освещенность которого регулируется перемещающимся роликом, усиливается для управления дросселем.

видно из фиг. 258, при увеличении скорости машины ролик поднимается и на фотозлемент падает большее количество света. Фотозлемент включен в электронную схему таким образом, что увеличение освещенности фотозлемента вызывает уменьшение тока управления ДН. Это вызовет уменьшение переменного тока в двигателе и замедление вращения барабана, заставляя ролик возвращаться в нейтральное положение.

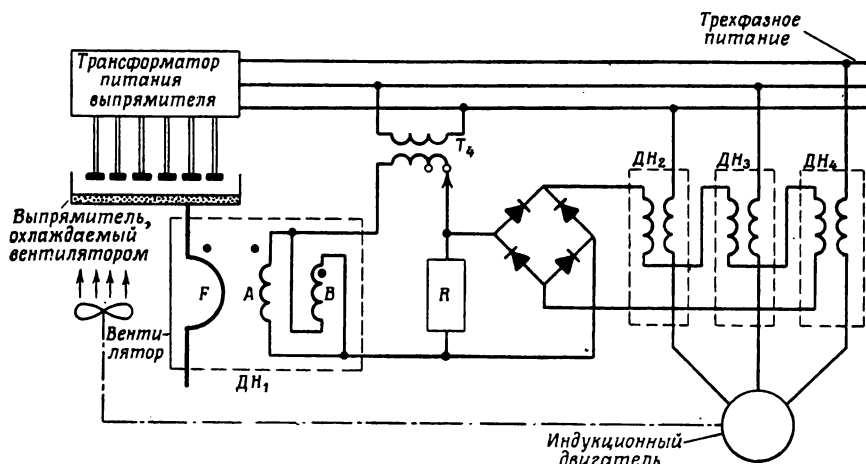
Используя серийный двигатель с двойной обмоткой возбуждения, можно получить реверсирование двигателя с помощью двух ДН.

## § 8. Использование дросселя насыщения для регулирования скорости вентилятора

Другим применением ДН является использование их для увеличения скорости вращения вентилятора, когда ток нагрузки ртутного выпрямителя с воздушным охлаждением увеличивается [24.7]. Как видно из фиг. 259, ток нагрузки выпрямителя служит током управления для ДН<sub>1</sub>. В свою очередь этот дроссель управляет напряжением трансформатора  $T_4$ , которое выпрямляется и используется для

управления тремя однофазными трансформаторами  $ДН_2$ ,  $ДН_3$ ,  $ДН_4$ , используемыми как дроссели насыщения.

Большой процент гармоник тока при частичных нагрузках дросселя не вызывает чрезмерного нагрева двигателя. При работе вентилятора момент вращения двигателя и нагрузка увеличиваются



Фиг. 259. Регулирование скорости вращения вентилятора с помощью дросселей насыщения для увеличения охлаждения при нарастании тока выпрямителя.

пропорционально квадрату или большей степени скорости вентилятора.

Регулировка скорости вентилятора может быть получена изменением величины сопротивления  $R$  и изменением зажимов вторичной обмотки трансформатора  $T_4$ .

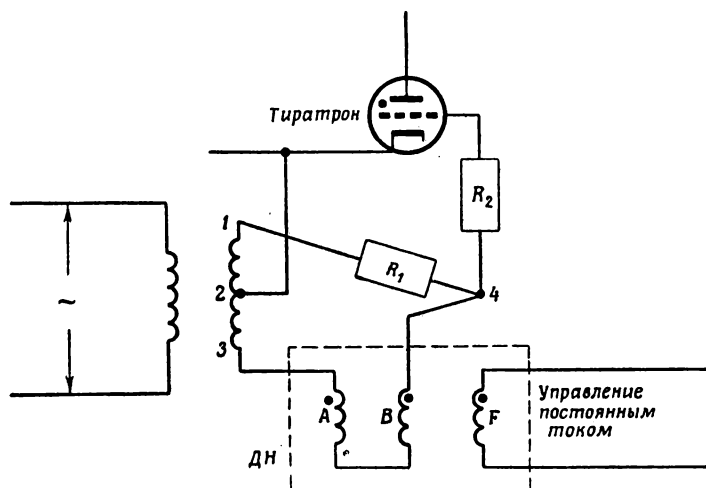
## ПРИМЕНЕНИЕ ДРОССЕЛЕЙ НАСЫЩЕНИЯ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ФАЗОВЫМ СДВИГОМ

### § 9. Схема управления для тиратронов

Наиболее распространенным применением ДН является использование их для управления фазовым сдвигом сеточного напряжения тиратрона. Принцип действия тиратрона заключается в том, что он начинает проводить, если его „зажечь“ во время того полупериода переменного тока, когда анод положителен [24.8]. Он будет проводить до тех пор, пока напряжение питания не изменит свой знак. Следовательно, выбирая точку в положительном периоде, в которой напряжение на сетке становится достаточно

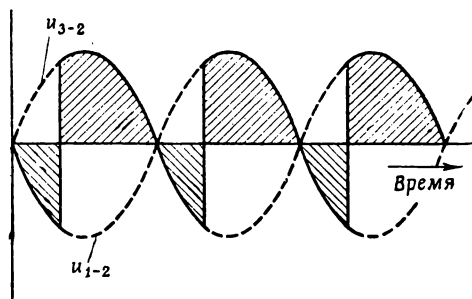
большим для зажигания тиратрона, можно управлять величиной среднего значения тока, текущего в анодной цепи тиратрона.

На фиг. 260 показана типичная схема сеточной цепи тиратрона [24.9], использующая ДН для управления. Она состоит из обмотки



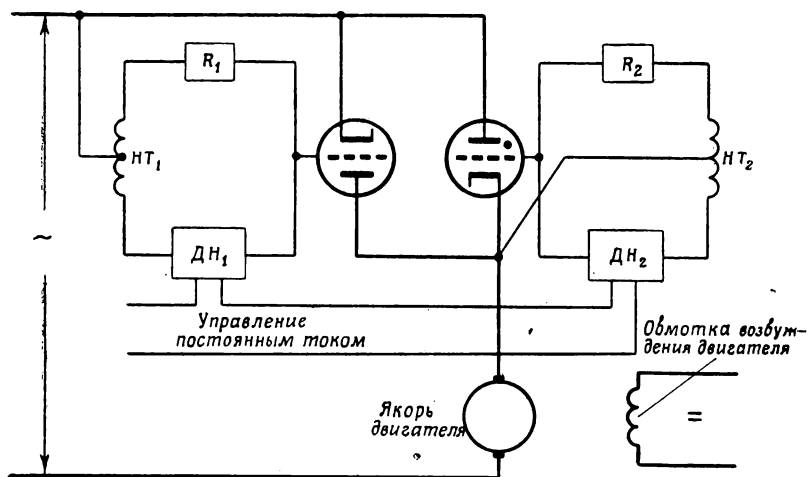
Фиг. 260. Основная схема для управления фазой в сеточной цепи тиратрона с использованием дросселя насыщения.

трансформатора со средней точкой и моста, роль индуктивности в котором играет ДН. Если выходной ток ДН чисто синусоидален, можно объяснить фазовый сдвиг для управления просто тем, что индуктивность уменьшается при увеличении постоянного тока. В результате будет справедлива обычная векторная диаграмма на полуокружности. Однако из-за искаженной формы кривой выходного тока (фиг. 37) появляется необходимость вычертить кривую по точкам так, как показано на фиг. 261. Крутой фронт кривой при прохождении ее через нуль является достоинством, так как сеточное напряжение тиратрона, требуемое для зажигания, неодинаково для разных ламп. Увеличение тока управления увеличит угол зажигания.



Фиг. 261. Кривые напряжения на зажимах 1—2, 3—2, 4—2 схемы фиг. 260.

Два тиратрона, включенные параллельно и встречно, служат хорошим примером для демонстрации случая, когда необходима изоляция силовой цепи и цепи управления. В этом случае катоды тиратронов находятся под разными потенциалами, и, если один из них



Фиг. 262. Схема фиг. 260, применяемая к параллельно и встречно включенным тиратронам для управления двигателем постоянного тока.

присоединен к якору двигателя, как показано на фиг. 262, соотношение между потенциалом этого катода и потенциалом другого тиратрона может быть крайне сложным. Однако использование ДН для управления фазовым сдвигом позволяет широко использовать эту схему, которая обеспечивает быстрое действующее управление реверсивным электродвигателем.

## ГЕНЕРИРОВАНИЕ ВЫСШИХ ГАРМОНИК

### § 10. Усиление малых постоянных напряжений

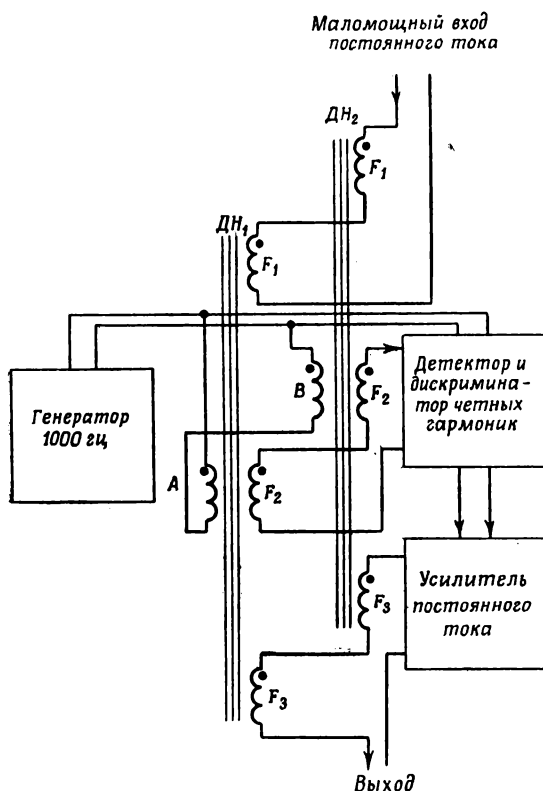
Действие наиболее чувствительных магнитных усилителей постоянного тока [24.10] основано на использовании четных гармоник токов и напряжений, которые при подмагничивании постоянным током всегда имеются в обмотке управления дросселей насыщения, за исключением случая, когда полная м. д. с. постоянного тока сердечника равна нулю. Фаза четных гармоник изменяется на  $180^\circ$  при изменении знака полной м. д. с. постоянного тока (гл. 5, § 9).

Метод, при помощи которого достигается усиление, является по существу нулевым методом; этот метод описан в работе [24.11]



и особенно удобен для обнаружения и усиления весьма маломощных сигналов постоянного тока, получаемых, например, от термопар (фиг. 263).

Источником питания переменного тока частотой 1000 гц в этом случае является ламповый генератор. Для получения лучших результатов дроссели насыщения должны иметь тщательно согласованный



Фиг. 263. Магнитный усилитель маломощных сигналов постоянного тока, использующий вторые гармоники. (Сердечники в действительности имеют тороидальную форму и показаны в развернутом виде только для наглядности схемы.)

вход. Постоянный ток подается в обмотки управления  $F_1$ . Четные гармоники создаются в обмотках  $F_2$ , усиливаются и различаются по фазе с помощью электронного детектора, после чего усиливаются усилителем постоянного тока. Часть выхода усилителя постоянного тока подается в обмотки  $F_3$  для создания противодействия входу.

Если применяется усилитель с высоким коэффициентом усиления, то ампервитки в  $F_3$  практически такие же, как в  $F_1$ . Поскольку усилитель постоянного тока может быть рассчитан на любую необходимую мощность, то рассмотренная выше система может быть использована с надежным измерительным или регистрирующим прибором или применена для управления двигателем, насосом, нагревом печи и даже для регулирования процесса в целом.

### § 11. Магнитные усилители в счетнорешающих устройствах

Магнитный усилитель, рассмотренный в гл. 24, § 10, может быть применен в ряде счетнорешающих устройств.

С его помощью можно производить алгебраическое сложение токов, причем суммирование ампервитков может быть сделано с точностью до  $0,1\%$ .

При введении емкости или индуктивности магнитный усилитель может применяться для интегрирования или дифференцирования [24.11].

### § 12. Дистанционный магнитный компас

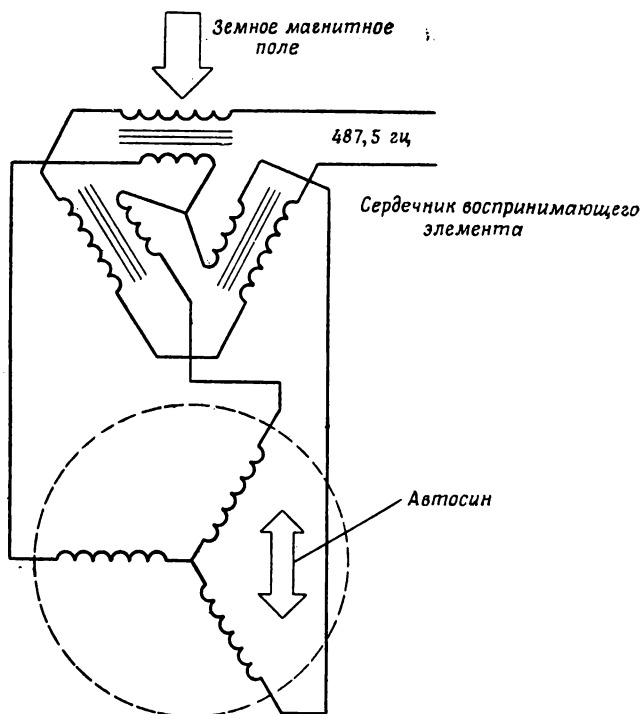
Обычный магнитный компас имеет ряд серьезных дефектов, связанных с инерцией его стрелки и влиянием вертикальных составляющих магнитного поля Земли. За последние 20 лет делались попытки использовать в качестве воздействующего фактора магнитное поле Земли, что позволило бы обойтись без тонкой вращающейся стрелки [24.12]. В первых опытах для этой цели применялись небольшие генераторы постоянного тока, обычно с ветродвигателем, работающие без возбуждения или с ротором из высокопроницаемого материала, в котором концентрируются потоки земного магнетизма. Ориентация щеток или полюсов ротора определяет составляющую земного поля, которая будет воздействовать на показания или на генерируемую э. д. с.

Однако эти старые типы компасов имеют ряд недостатков. Развитие усилителей с обратной связью и сервомеханизмов еще не дошло до такой степени, чтобы эти недостатки можно было полностью исправить, поэтому такие типы дистанционных компасов не нашли широкого применения.

В основе работы современного дистанционного магнитного компаса лежит явление, использованное в § 10 этой главы, которое заключается в том, что частично насыщенный сердечник, проводящий переменный и постоянный токи, будет создавать главным образом вторые гармоники, величина которых растет с ростом постоянной составляющей потока [24.13].

В воспринимающем элементе компаса [24.14] три сердечника размещены треугольником. На каждом сердечнике намотаны две обмотки. Первичные обмотки на каждом стержне соединяются последо-

вательно и питаются от источника переменного тока повышенной частоты, обычно 487,5 гц. Вторичные обмотки соединены в звезду и соединены проводами с обмотками статора автосина [4.8], [26.3], как показано на фиг. 264. Эти соединения сбалансированы по основной частоте и поэтому в автосин проходят только вторые гармоники частотой 975 гц. Амплитуда второй гармоники, индуцируемой в каждой обмотке, пропорциональна той составляющей земного поля,



Фиг. 264. Дистанционный магнитный компас.

которая проходит через данный сердечник, и зависит от его ориентации относительно направления силовых линий земного поля при таком размещении сердечников.

Амплитуда сигнала частотой 975 гц, получаемого от каждой обмотки автосина, вызывает переменный поток в его статоре, направление которого совпадает с направлением земного поля. Следует отметить, что нет надобности компенсировать поле Земли в воспринимающем элементе компаса. Интенсивность поля не измеряется, так как необходимо знать только его направление. Изменение напряженности земного поля будет изменять амплитуду вторых гармоник частотой 975 гц, приложенных к автосину, но не будет изменять

положение или ориентацию переменного магнитного поля в статоре автосина.

На самолете или корабле треугольник сердечников воспринимающего элемента удерживается в горизонтальном положении относительно земной поверхности при помощи гироскопа и других средств, здесь не описываемых. Воспринимающий элемент размещается вдали от всех больших стальных предметов в неискаженной части земного магнитного поля. Автосин с его переменным полем может быть размещен в любом удобном месте.

Ротор автосина содержит вращающуюся обмотку, в которой индуцируется напряжение частотой 975 гц. Амплитуда и фаза этого напряжения зависят от относительного положения ротора в переменном поле статора. Если угол поворота обмотки ротора относительно обмотки статора не равен  $90^\circ$ , индуцируемое напряжение ротора усиливается и используется для управления поворотом ротора малого двухфазного индукционного двигателя в должном направлении, с тем, чтобы заставить ротор расположиться так, чтобы индуцируемое напряжение уничтожалось. Когда ротор устанавливается по направлению переменного поля статора автосина, его направление также совпадает с направлением поля Земли, которое создает начальный поток в треугольнике сердечников воспринимающего элемента.

Относительное расположение поля Земли и корабля, показываемое осью ротора, можно передать в другие точки корабля с помощью обычных автосинов или сельсинов, передатчики которых связаны с ротором и двигаются вместе с ним. Иногда от дистанционного магнитного компаса работает полная следящая система обеспечения заданного курса самолета.

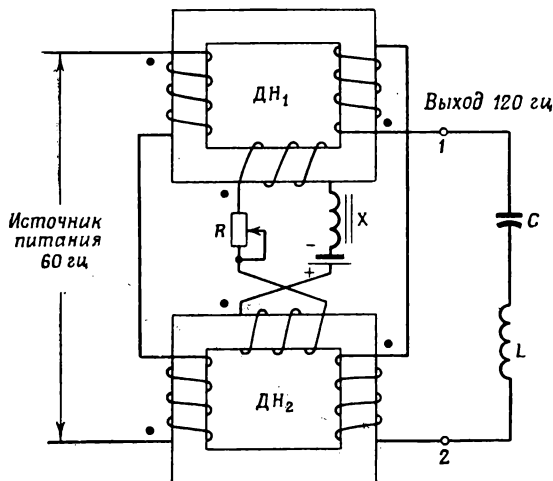
### § 13. Магнитный удвоитель частоты

На фиг. 265 показан один из типов магнитного удвоителя частоты, который состоит из двух последовательно включенных дросселей насыщения [24.15]. Выходные обмотки соединены так же, как обмотки управления, и содержат резонансный контур ( $L$ ,  $C$ ) по второй гармонике. Последовательно с обмоткой управления включена большая индуктивность для подавления четных гармоник и усиления тем самым четных гармоник в выходных обмотках.

При использовании трехфазного источника питания можно получить на выходе частоту, в 3 или 6 раз большую частоты питания [24.17].

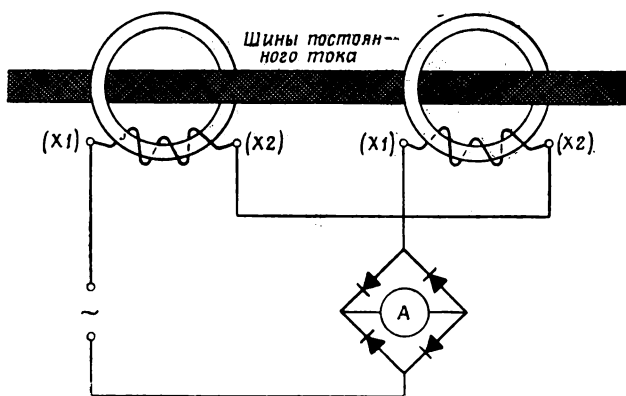
Одним из многих применений источника питания высокой частоты является питание люминесцентных ламп. Индуктивные балластные сопротивления ламп могут быть заменены небольшими емкостями, что позволяет увеличить отдачу света на лампу. Одна установка преобразует частоту 60 гц в 360 гц, имеет выходную мощность 15 ква и коэффициент полезного действия около 75%.

Другим применением источника повышенной частоты является сварка. В работе [24.20] описано устройство, в котором трехфазный



Фиг. 265. Схема для генерирования второй гармоники.

источник питания с частотой 50 гц используется для получения однофазного напряжения частотой 100 гц.



Фиг. 266. Схема включения трансформатора постоянного тока.

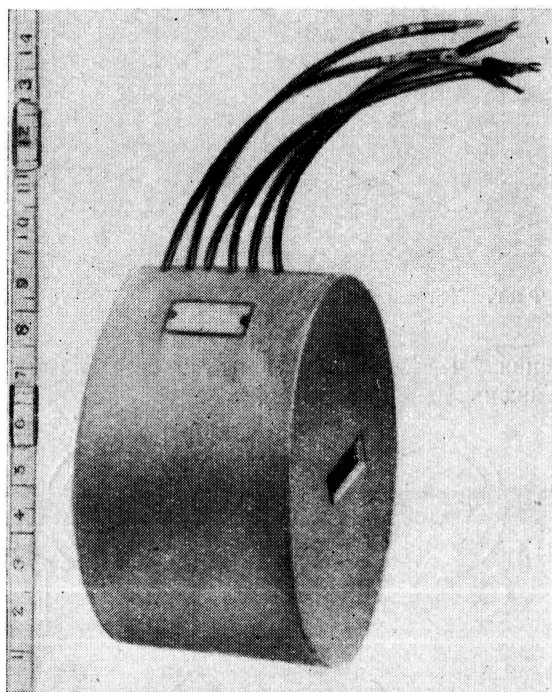
Методы утроения частоты описаны в работе [24.21].

Применение статических умножителей частоты для других устройств изложено в § 4, гл. 27.

## ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

## § 14. Трансформатор постоянного тока

Трансформатор постоянного тока [4.10] применяется в основном для измерения больших постоянных токов порядка тысяч ампер. Такой трансформатор занимает меньше места, чем установка эквивалентного шунта. Другим преимуществом трансформатора постоянного тока является возможность изолировать измерительную аппаратуру от силовой цепи [24.16]. В ряде случаев, особенно когда



Фиг. 267. Трансформатор постоянного тока с номинальным током 1500 а на напряжение 15 000 в. Выходной ток — 1 а.

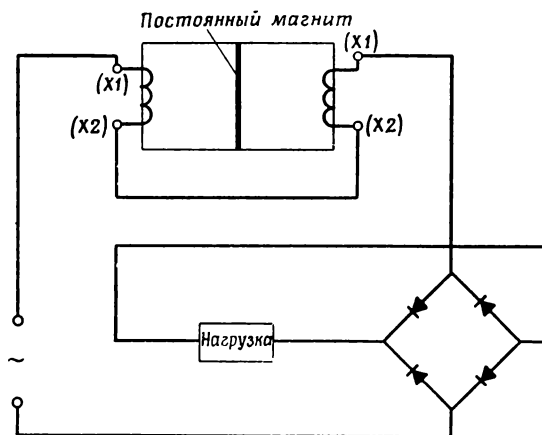
шины постоянного тока имеют высокое напряжение относительно Земли, желательно, чтобы измерительные цепи и цепи управления были изолированы от шин. Это невозможно выполнить при использовании шунта постоянного тока.

Действие трансформатора постоянного тока основано на законе равенства ампервитков (гл. 5, § 7). Дроссель насыщения с после-

довательно соединенными рабочими обмотками обычно работает с подавленными четными гармониками тока (гл. 8). Схема включения трансформатора постоянного тока показана на фиг. 266. Роль обмотки управления выполняет шина постоянного тока. Как было показано в гл. 10, § 19, переходный процесс в трансформаторе постоянного тока практически отсутствует, что является большим преимуществом для применения его в замкнутых следящих системах. Трансформаторы постоянного тока особенно часто используются для измерения токов 1000—50 000 *а*. Общий вид трансформатора постоянного тока с номинальным током 1500 *а* на напряжение 15 000 *в* показан на фиг. 267.

### § 15. Магнитные стабилизаторы тока

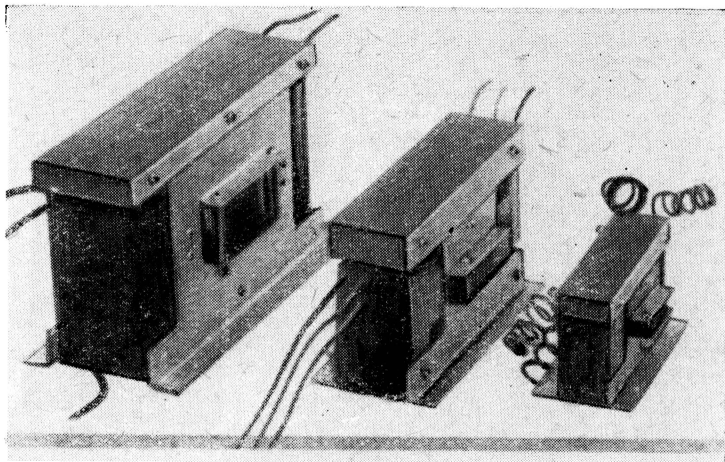
Магнитные стабилизаторы тока действуют по принципу дросселей насыщения с подавленными четными гармониками токов (гл. 9). Постоянный магнит из альнико-V обеспечивает постоянные (управляющие) ампервитки и тем самым поддерживает постоянный ток нагрузки. Упрощенная схема показана на фиг. 268, а фотографии нескольких



Фиг. 268. Схема стабилизатора тока.

образцов — на фиг. 269. Стабилизаторы тока с постоянными магнитами выполнены с выходной мощностью от 1 до 10 *вт* при частоте питания от 60 до 400 *гц*. Такие стабилизаторы тока или напряжения нашли широкое применение в разнообразных замкнутых следящих системах, таких, как регуляторы напряжения. Как отмечалось в гл. 9, эти устройства мало чувствительны к изменениям напряжения питания, частоты и нагрузки. Для увеличения стабильности обычно добавляются простые компенсирующие схемы.

Типичная схема стабилизатора постоянного тока показана на фиг. 268. Напряжение от источника изменяющегося по величине



Ф и г. 269. Стабилизаторы тока с постоянными магнитами.

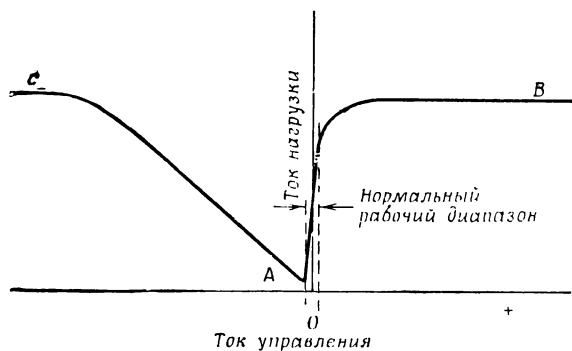
переменного напряжения подается на рабочие обмотки ( $X1$ ,  $X2$ ), потом выпрямляется и подается на нагрузку.



## ОСНОВНЫЕ ПРИМЕНЕНИЯ ОДНОТАКТНЫХ АМПЛИСТАТОВ

### § 1. Введение

В настоящее время амплистаты применяются для усиления электрических сигналов низких и средних частот. Амплистаты отличаются прочностью, большим сроком службы и не нуждаются в предварительном разогреве. Перечисленные достоинства амплистатов часто определяют их выбор. В некоторых установках амплистатам отдается предпочтение из-за их малого веса. Для большинства случаев, однако,



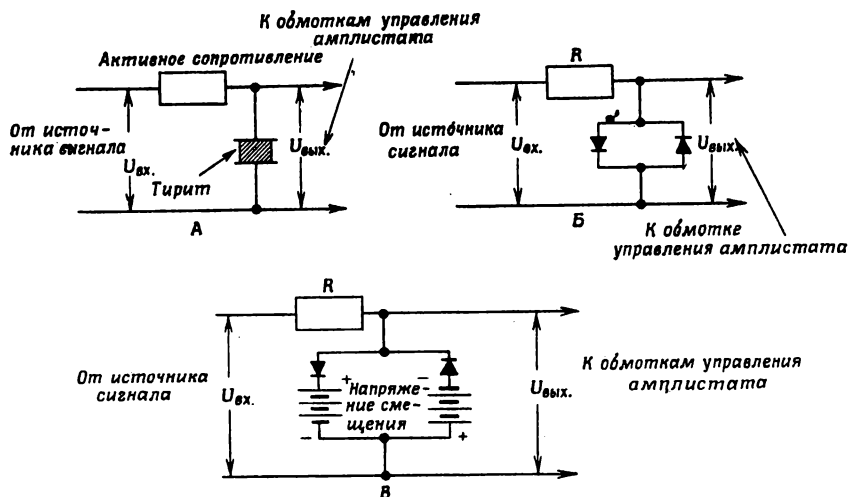
Фиг. 270. Характеристика однотактного амплистата.

требуется комбинация ряда качеств, таких, как возможность согласования импедансов, электрическая изоляция входной цепи, возможность одновременного использования нескольких сигналов управления произвольной величины, а также свойства запоминания. Амплистаты удовлетворяют всем этим требованиям и являются устройствами, очень удобными в применении.

Характеристика управления однотактного амплистата была рассмотрена в гл. 16—19 и изображена снова на фиг. 270. В тех случаях, когда ток управления имеет ограниченную величину и никогда не превышает пределов нормального рабочего диапазона, такая

характеристика является вполне удовлетворительной. Изменение тока управления в положительном направлении вызывает увеличение тока нагрузки (ветвь  $AB$ ). Если ток управления увеличивается в отрицательном направлении, вид рабочей характеристики изменяется (ветвь  $AC$ ), и возможно неправильное действие автоматической системы управления.

Одним из методов исключения такого неправильного действия является введение дополнительной ограничивающей схемы между источником управляющего сигнала и обмоткой управления усилителя. На фиг. 271 приведены три такие ограничивающие схемы. Схема  $A$



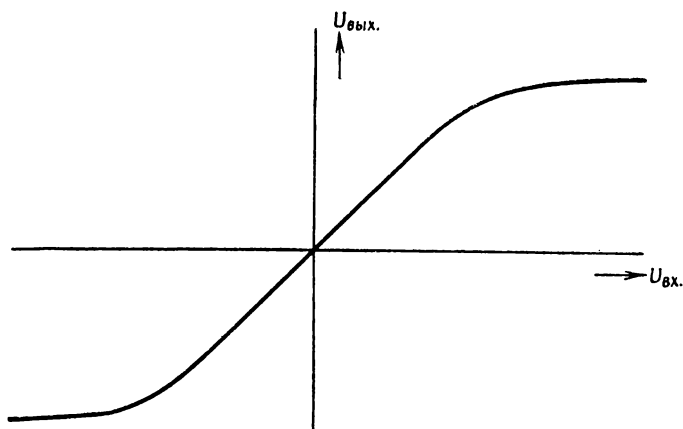
Фиг. 271. Ограничивающие схемы.

использует нелинейность характеристики тирита [25.1] (цементированный карбид кремния), который уменьшает свое сопротивление так же быстро, как увеличивается напряжение на его зажимах. Это приводит к ограничению характеристики, как показано на фиг. 272. Очень большие входные напряжения  $U_{вх.}$  таким образом ограничиваются, благодаря чему сохраняется нормальный рабочий диапазон усилителя.

В схеме фиг. 271,  $B$  используется нелинейность характеристик купроксных, селеновых или германиевых выпрямителей в проводящем направлении (гл. 22). Путем использования двух таких выпрямителей, соединенных параллельно (но в разных направлениях), можно получить тот же эффект, как и в схеме с тиритом. Когда напряжение на выпрямляющих элементах равняется приблизительно 0,5 в на шайбу, на характеристике усилителя появляется перегиб (фиг. 272). Поэтому можно применять эту ограничивающую схему в тех случаях, когда имеют место сигналы малого напряжения. Схемы с тиритом обычно используются при сигналах управления больше 50 в.

В схеме фиг. 271, В используются два выпрямляющих элемента, но характеристики этих элементов смещены с помощью источников определенного потенциала. Выходное напряжение  $U_{\text{вых.}}$  этой схемы по существу определяется величиной потенциалов смещения, а от характеристик выпрямителей зависит в меньшей степени.

Как было показано в гл. 15, в обмотке управления амплистата индуцируются четные гармоники э. д. с. Если элементы ограничивающей схемы нелинейны, четные гармоники э. д. с. могут вызвать в обмотке управления постоянный ток. Этот постоянный ток создает смещение, величина которого зависит от четных гармоник в обмотке



Ф и г. 272. Характеристика ограничивающей схемы.

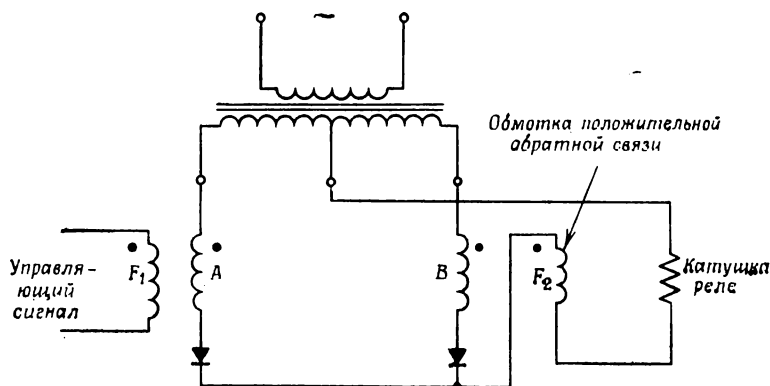
управления, которые в свою очередь изменяются в зависимости от величины тока нагрузки амплистата. Величина постоянного тока зависит также от сопротивления нелинейного элемента схемы, на которое обычно влияет температура окружающей среды. Такое изменяющееся смещение нежелательно особенно в усилителях с очень высоким коэффициентом усиления. Поэтому, используя цепи с нелинейными элементами, следует тщательно предотвращать упоминавшиеся выше эффекты выпрямления. При использовании тирита такой проблемы обычно не возникает, так как тирит представляет некоторое сопротивление для тока как в прямом, так и в обратном направлениях.

В тех случаях, когда используются выпрямители, они должны быть тщательно подобраны для предотвращения каких бы то ни было результирующих эффектов выпрямления.

## § 2. Влияние индуктивности нагрузки на выпрямленном токе на работу амплитатов

Индуктивные нагрузки вызывают нестабильность, называемую также релейным действием, которое рассматривалось в гл. 20. Обычно стараются исключить этот эффект, но возможны случаи, рассматриваемые ниже, где релейный эффект полезен.

Обычно реле работают лучше, когда ток катушки быстро изменяется от малой величины, значительно меньшей тока трогания реле, до величины, значительно большей тока трогания. Это вызывает быстрое срабатывание контактов. Когда контакты реле разомкнуты, скачкообразное изменение тока катушки от величины, значительно

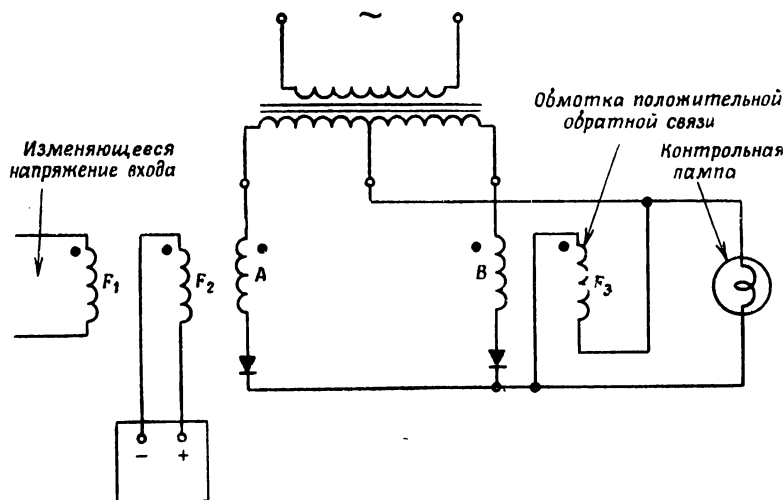


Фиг. 273. Схема с релейным действием с электромеханическим реле на выходе.

большей тока срабатывания, до величины, значительно меньшей тока срабатывания, может ограничить возможность дугообразования на контактах. Таким образом, достигается большая долговечность контактов, а также получается большая прочность при ударах и вибрациях. Стремление магнитного усилителя к релейному действию иногда отмечается в релейных схемах, в которых при перемещении якоря реле происходит значительное изменение индуктивности. В некоторых реле катушка не имеет достаточной индуктивности, чтобы вызвать требуемое релейное действие. Для получения нужной характеристики в этом случае можно ввести дополнительно небольшую положительную обратную связь (см. фиг. 273).

Релейное действие усилителя получается и при безиндуктивных нагрузках с помощью положительной обратной связи и может успешно использоваться, например, для включения и выключения ламп накаливания. В этом случае применяется положительная обратная связь по напряжению на нагрузке. В схеме фиг. 274 исполь-

зудется зависимость сопротивления вольфрамовой нити от величины протекающего по ней тока. При малых токах вольфрам обладает малым сопротивлением, и к обмотке положительной обратной связи прикладывается очень малое напряжение. При больших токах сопротивление вольфрамовой нити растет, и напряжение на обмотке



Фиг. 274. Индикатор перенапряжения с использованием релейного действия.

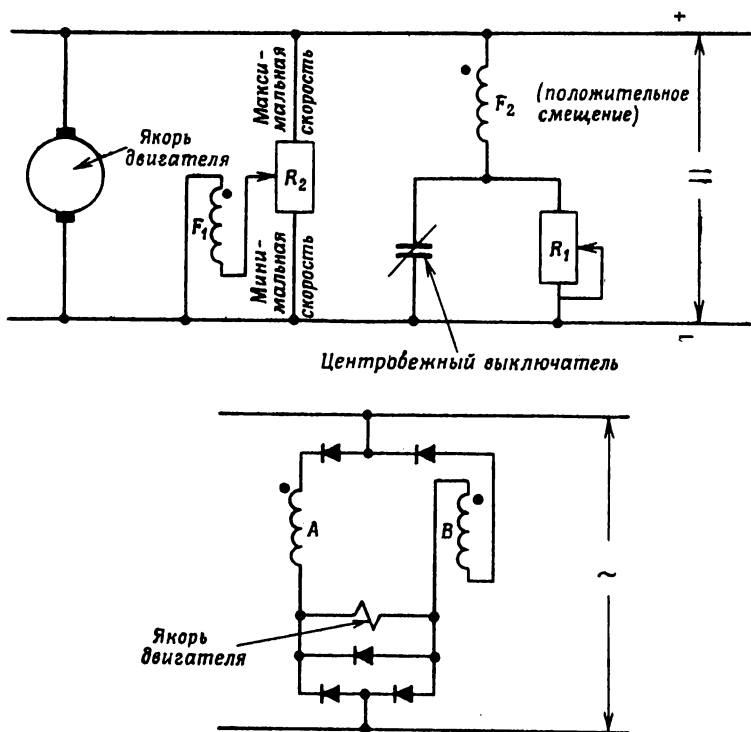
обратной связи становится большим. Это создает дополнительное усиление от цепи обратной связи и делает ее очень эффективной. Рассматриваемая схема может также использоваться и для проверки понижения или повышения напряжения (или силы тока) путем соответствующего выбора полярностей обмоток.

### § 3. Управление скоростью вращения шунтовых двигателей постоянного тока

Большое значение имеет применение амплистатов для управления скоростью вращения двигателей постоянного тока. На фиг. 275 изображена простая схема, в которой мостовой амплистат питает цепь возбуждения. Цепь якоря питается от отдельного источника постоянного тока с неизменным напряжением. Скорость двигателя управляется потенциометром  $R_2$ , который питает обмотку управления  $F_1$  амплистата. Мощность в цепь нагрузки амплистата подается от отдельного источника переменного тока. Для изменения скорости двигателя во всем диапазоне требуется весьма малая величина управляющей мощности.

Однако следует принять некоторые меры, чтобы обеспечить сильное поле в пусковой период двигателя независимо от положения

управляющего потенциометра  $R_2$  в момент пуска. Для этого на валу двигателя устанавливается центробежный выключатель, контакт которого остается замкнутым при изменении скорости от нуля до минимальной скорости двигателя. В результате этого может протекать большой положительный ток смещения, гарантирующий полную выходную мощность амплистата во время пускового периода. После того



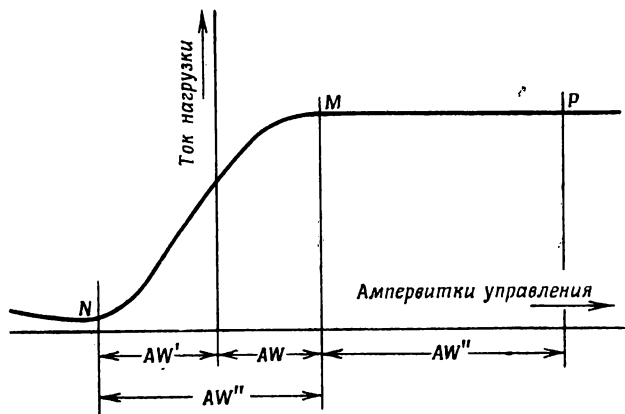
Фиг. 275. Управление скоростью двигателя постоянного тока посредством управления его возбуждением.

как скорость двигателя возрастет до необходимого значения в диапазоне управления, центробежный выключатель размыкается и смещение уменьшается до номинальной величины. С этого момента скорость двигателя управляется потенциометром  $R_2$ .

Характеристика управления амплистата показана на фиг. 276. Требуемый диапазон ампервитков, создаваемых обмоткой  $F_1$ , заключен между  $-AW'$  и  $+AW$  при полном диапазоне управления между точками  $N$  и  $M$ .

Если в обмотке смещения  $F_2$  при нормальной скорости создаются ампервитки  $AW$ , выходной ток амплистата будет соответствовать точке  $M$ , хотя ампервитки обмотки управления  $F_1$  отсутствуют.

Чтобы управлять амплистатом в диапазоне  $MN$ , должны быть приложены только отрицательные ампервитки ( $-AW''$ ). Наличие положительного смещения, создаваемого в обмотке  $F_2$ , упрощает создание ампервитков управления в  $F_1$ , так как уже не требуется создания ампервитков разных знаков.



Фиг. 276. Влияние смещения на работу схемы управления фиг. 275.

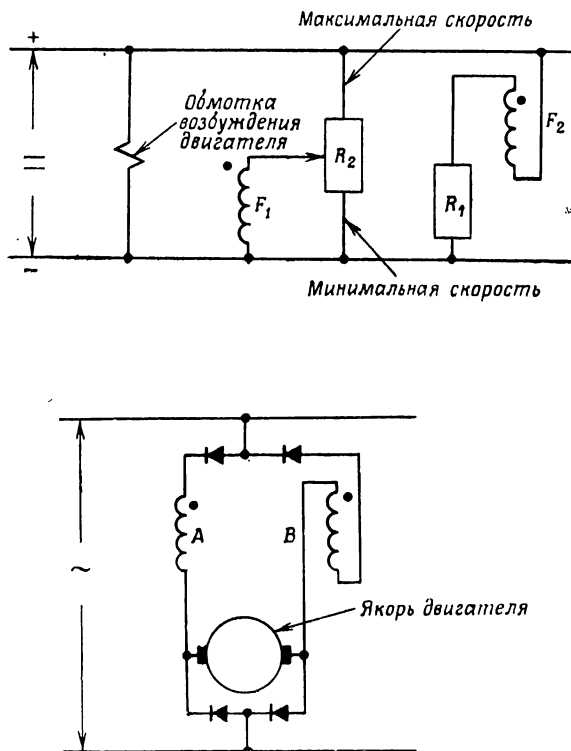
Во время пуска с помощью центробежного выключателя положительное смещение в  $F_2$  увеличивается до  $AW + AW''$ . Из фиг. 276 следует, что амплистат может работать на участке насыщения  $MP$  независимо от положения потенциометра  $R_2$  (фиг. 275). Таким образом, при пуске полный ток возбуждения обеспечивается автоматически.

#### § 4. Управление скоростью двигателей постоянного тока с помощью регулирования напряжения якоря

Более широкий диапазон регулирования скорости может быть достигнут при управлении напряжением на якоре. Схема устройства, основанного на этом принципе, изображена на фиг. 277. Якорь возбуждается от мостового амплистата, который управляется обмоткой управления  $F_1$ . Потенциометр управления  $R_2$  дает возможность изменять ток управления в  $F_1$ , изменяя соответственно и напряжение на якоре. Обмотка смещения  $F_2$  позволяет использовать в обмотке  $F_1$  одно направление тока, подобно рассмотренному в § 3. Обмотка возбуждения двигателя получает питание от источника постоянного тока.

Амплистат должен быть рассчитан так, чтобы обеспечить питание якоря максимальным током, причем величина этого тока должна сохраняться при наличии противоэлектродвижущей силы при работе

на полной скорости. При помощи приведенной схемы для малых двигателей можно получить диапазон изменения скорости 100:1 [25.11]. Двигатели для такого применения должны быть специально спроектированы для уменьшения и рассеяния потерь, вызываемых пульсациями составляющих выходного тока амплостата. В этом отношении управление двигателем с помощью амплостата очень похоже на управление с помощью тиратронов. И действительно, двигатели,



Фиг. 277. Управление напряжением на якоре двигателя постоянного тока.

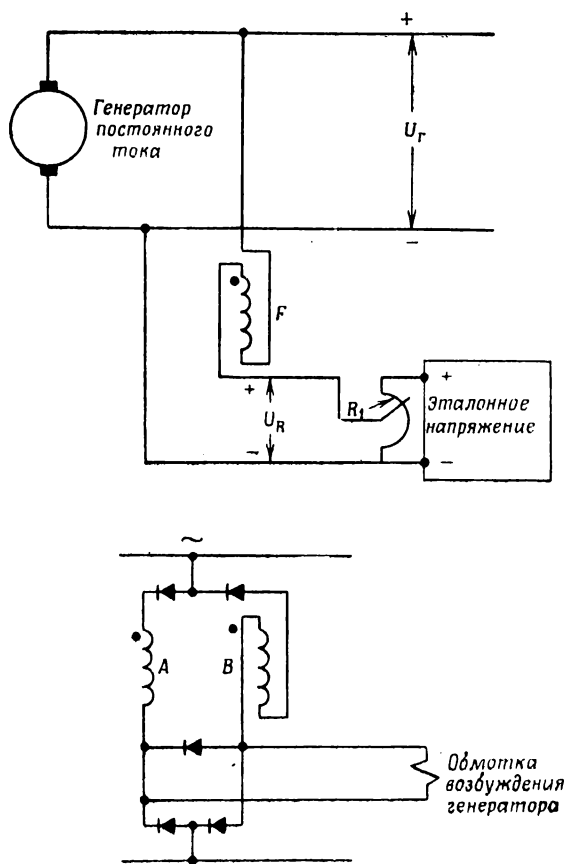
рассчитанные для регулирования тиратронами, хорошо работают с амплостатами.

Любая из указанных выше схем с помощью вспомогательных средств может быть приспособлена для реверсирования двигателей. В некоторых случаях можно использовать контакторы, но в большинстве случаев, как например в сервомеханизмах, такое решение не является удачным. Вместо этого применяются двухтактные схемы, рассматриваемые в гл. 26.



### § 5. Регулятор напряжения генератора постоянного тока

В регуляторах напряжения широко применяются амплистаты. Схема простого регулятора напряжения генератора постоянного тока изображена на фиг. 278. Напряжение генератора  $U_G$  сравнивается



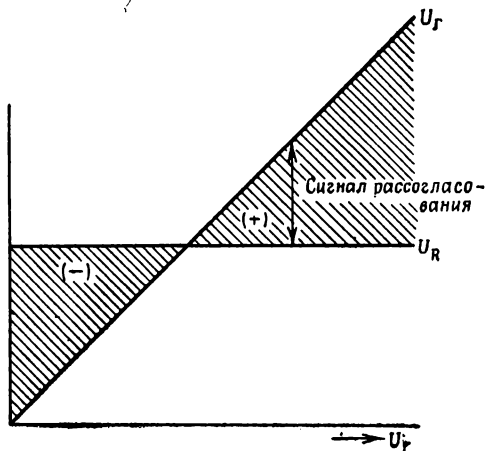
Фиг. 278. Регулятор напряжения генератора постоянного тока.

с эталонным напряжением  $U_R$ , и разность, называемая сигналом рассогласования, подается к обмотке управления  $F$  амплистата (фиг. 279). Амплистат, в свою очередь, подает ток возбуждения в генератор. Всякое изменение сигнала рассогласования будет вызывать большое изменение тока возбуждения в таком направлении, чтобы поддерживать постоянным напряжение генератора  $U_G$ . Величина напряжения гене-

ратора устанавливается с помощью потенциометра  $R_1$ . Эталонное напряжение питания может поддерживаться, например, с помощью стабилизатора напряжения (гл. 29, § 6), стабилизатора напряжения

с постоянным магнитом (гл. 24, § 15) или ламп тлеющего разряда (гл. 28, § 4).

Значительно меньшая инерционность амплитата по сравнению с генератором делает работу рассмотренного типа регулятора достаточно устойчивой.



Фиг. 279. Зависимость сигнала рассогласования от напряжения генератора  $U_G$ .

## § 6. Регулятор напряжения генератора переменного тока высокой частоты

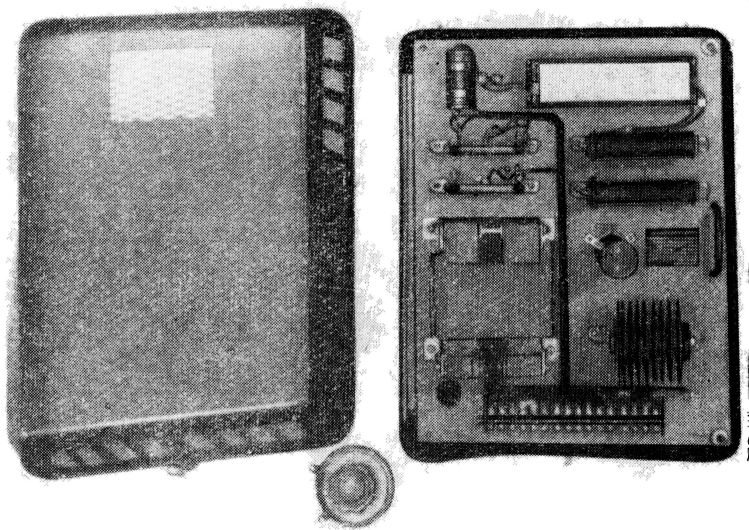
Схема, подобная описанной выше, может быть использована для регулирования напряжения на зажимах генератора переменного

тока. Выходное напряжение генератора должно быть сначала выпрямлено, после чего оно сравнивается с эталонным напряжением.

Часть напряжения генератора  $U_G$  выпрямляется выпрямителем  $v_1$  и сравнивается с выпрямленным эталонным напряжением (фиг. 280). Эталонное напряжение стабилизируется с помощью стабилизатора напряжения (гл. 29, § 6) и выпрямляется выпрямителем  $v_2$ , после чего подается на потенциометр управления  $R_1$ . Выпрямленное эталонное напряжение на зажимах 1 и 2 сравнивается с выпрямленным напряжением генератора на зажимах 3—2, и разность их с зажимов 1—3 поступает к обмотке управления  $F$  амплитата. Амплитат обеспечивает необходимое поле возбуждения генератора. Требуемое напряжение генератора устанавливается с помощью потенциометра управления  $R_1$ . Для исключения нежелательной пульсации напряжения включается фильтрующая емкость  $C$ . Для того чтобы ток управления протекал через  $F$  в направлении от 1 к 3, необходимо активное сопротивление  $R_2$ , без которого этот ток блокируется выпрямителем  $v_1$ . Аналогично потенциометр управления  $R_1$  необходим для создания пути току управления через  $F$  в другом направлении. Поскольку многие генераторы этого типа имеют значительную индуктивность обмоток возбуждения, параллельно им включается шунтирующий выпрямитель. В этом регуляторе вследствие быстрого действия магнитного усилителя не требуется демпфирующей цепи. Общий вид регулятора показан на фиг. 281.



при такой системе питания обычно необходимо обеспечивать дополнительными мерами настройку генератора перед пуском.



Ф и г. 281. Амплитатный регулятор напряжения высокочастотного генератора.

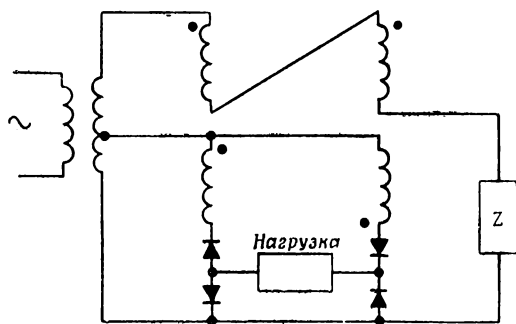
#### **§ 7. Компенсация минимального тока выхода с помощью цепи смещения с согласованным сопротивлением**

Часто ограничением для систем регулирования напряжения, описанных выше, является наличие минимального тока выхода амплитата. Этот минимальный ток выхода составляет несколько процентов от максимального выхода тока, если амплитат работает при сравнительно малом напряжении питания. Но даже и этот небольшой ток в ряде применений оказывает существенное влияние. Введением специальной цепи смещения переменного тока и этот незначительный ток можно компенсировать. Такая специальная цепь смещения переменного тока носит название цепи смещения с согласованным сопротивлением.

Минимальный ток выхода амплитата является обычно функцией потерь в сердечнике. Материал сердечника должен намагничиваться по гистерезисной петле в течение каждого периода питающего напряжения. Мощность, необходимая для этого, в обычном амплитате поступает от цепи нагрузки. При использовании цепи смещения переменного тока с согласованным сопротивлением эта мощность

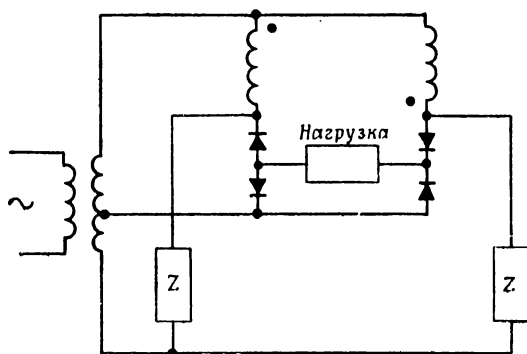
берется от цепи смещения, и минимальный ток цепи нагрузки тогда весьма близок к нулю.

Если полное сопротивление цепи смещения выбрано точно, коэффициент усиления амплистата не будет уменьшаться. В цепи



Фиг. 282. Цепь смещения с согласованным сопротивлением, имеющая раздельные обмотки.

смещения переменное напряжение должно быть достаточно не только для того, чтобы обеспечить периодическое перемагничивание материала сердечника по петле гистерезиса, но и для того, чтобы цепь нагрузки

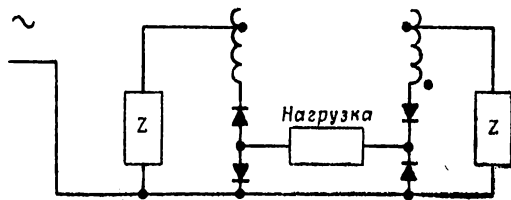


Фиг. 283. Цепь смещения с согласованным сопротивлением, имеющая общие обмотки.

не участвовала в этом действии. При одинаковом числе витков обмоток смещения и нагрузки напряжение смещения может быть в 3—10 раз больше, чем напряжение питания цепи нагрузки. Импеданс, ограничивающий ток в цепи смещения при этих условиях, должен быть меньше, чем обратное сопротивление выпрямителя цепи нагрузки, но больше, чем импеданс нагрузки.

На фиг. 282—284 показаны три способа присоединения цепей смещения переменного тока с согласованным сопротивлением к ампли-

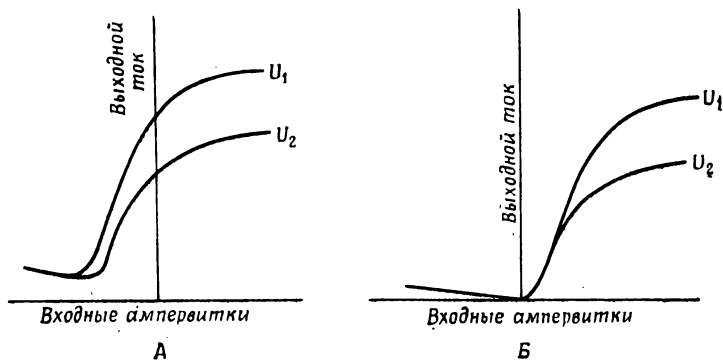
стату мостового типа. Аналогичные схемы могут быть применены и для других типов амплистатов. Сопротивление, ограничивающее ток, может быть и активным, но ввиду реактивного характера тока возбуждения лучшими согласованными сопротивлениями являются фазосдвигающие емкость или индуктивность. Если необходимо получить



Фиг. 284. Цепь смещения с согласованным сопротивлением, имеющая секционированные обмотки.

большую величину тока смещения, то часто используются нелинейные сопротивления типа выпрямителей.

На фиг. 285 изображены характеристики амплистата при отсутствии и наличии цепей смещения переменного тока с согласованным сопротивлением. Характеристики приведены для двух значений напряжения питания  $U_1$  и  $U_2$ . Если ток смещения выбран точно,

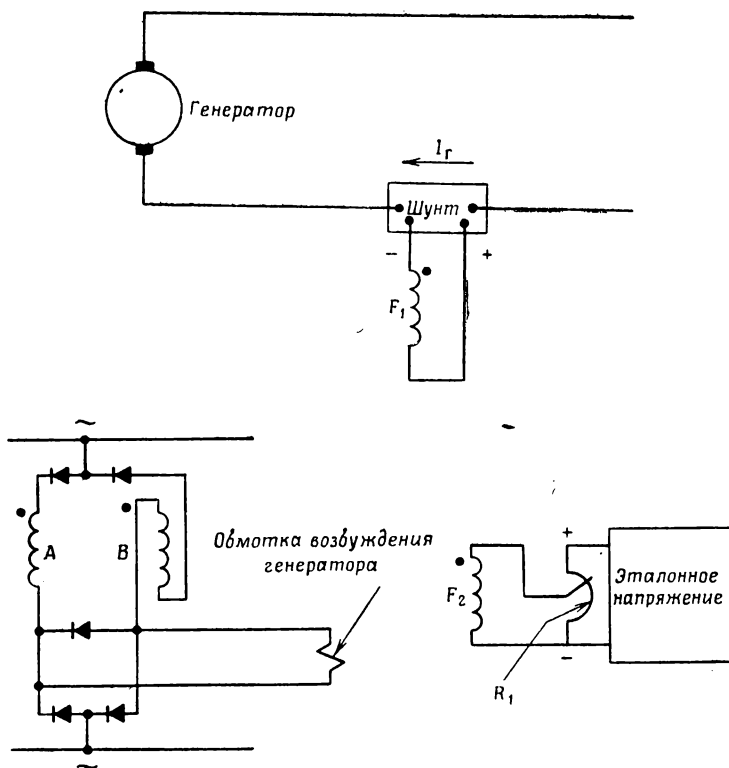


Фиг. 285. Характеристики амплистата. А — без цепи смещения с согласованным сопротивлением; Б — с цепью смещения с согласованным сопротивлением.

минимальный ток выхода имеет место при нулевых ампервитках управления. При этом условии в некоторой области характеристика по существу не зависит от малых изменений напряжения питания.

### § 8. Регулятор тока генератора постоянного тока

Ток генератора  $I_G$  можно регулировать с помощью схемы, подобной схеме для регулирования напряжения (фиг. 286). Ток измеряется при помощи шунта, падение напряжения на котором подается к обмотке управления  $F_1$  амплистата. Другая обмотка управления  $F_2$  питается



Ф и г. 286. Регулятор тока генератора.

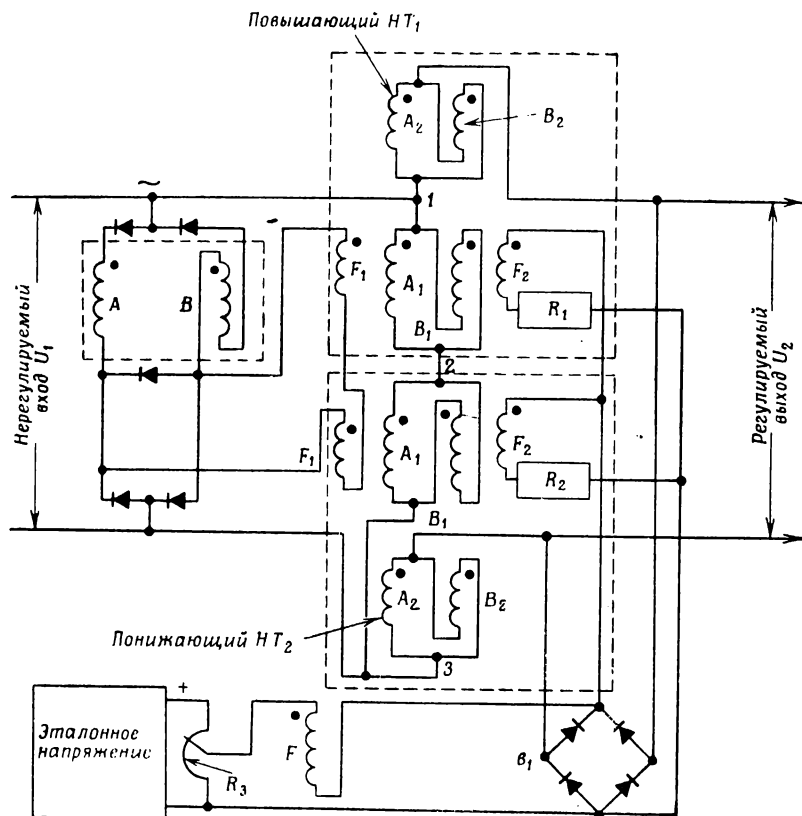
напряжением заданной величины, регулируемым посредством потенциометра  $R_1$ . Обмотки управления  $F_1$  и  $F_2$  соединяются так, чтобы м. д. с., создаваемые ими, были направлены в противоположные стороны. Отклонение тока  $I_G$  от заданной величины вызывает большое изменение результирующей м. д. с., создаваемой обмотками  $F_1$  и  $F_2$ . Амплистат, управляемый этой результирующей м. д. с., будет быстро изменять ток возбуждения генератора, чтобы свести к минимуму всякое изменение тока нагрузки  $I_G$ , протекающего через шунт. Потенциометр  $R_1$  является устройством для установления тока  $I_G$ .

Принцип сравнения двух м. д. с. имеет преимущество в тех случаях, когда эталонный сигнал должен быть изолирован от сигнала

управляемой величины или когда две цепи имеют очень сильно отличающиеся по величине собственные импедансы. Однако рассматриваемая схема имеет недостаток, а именно обмотки управления амплитата этой схемы должны рассеивать мощность, во много раз большую требуемой для управления. Это приводит к необходимости иметь большую площадь окна сердечника. Принцип сравнения напряжений (фиг. 278) не имеет этого недостатка, и поэтому используется всегда, когда это возможно [25.2].

### § 9. Регулятор напряжения линии

Регулятор напряжения для применения на линии переменного тока показан на фиг. 287. В регуляторе используются два



Фиг. 287. Регулятор напряжения линии.

автотрансформатора насыщения  $HT_1$  и  $HT_2$ . Автотрансформатор насыщения получается из трансформатора насыщения (гл. 9, § 4)



по аналогии с обычными автотрансформатором и двухобмоточным трансформатором.

Соединим обмотки переменного тока двух таких трансформаторов насыщения так, как показано на фиг. 287. Напряжения на зажимах 1—2 и 2—3 для идентичных трансформаторов должны быть одинаковыми при условии, что ампервитки управления постоянного тока также одинаковы. Пусть теперь ампервитки управления верхнего трансформатора насыщения  $HT_1$  возрастают, а нижнего трансформатора  $HT_2$  в то же время уменьшаются. Напряжение между точками 2 и 3 будет теперь больше, чем напряжение между точками 1 и 2.

Рассмотрим далее действие обмоток  $A_2$  и  $B_2$ . В них трансформируются напряжения, пропорциональные напряжениям в обмотках  $A_1$ ,  $B_1$ . Из рассмотрения полярностей обмоток переменного тока следует, что верхний трансформатор схемы фиг. 287 создает повышение напряжения, в то время как нижний — уменьшение напряжения относительно линейного напряжения  $U_1$ . При равенстве ампервитков управления обоих элементов повышение и понижение напряжения равны, и результирующее воздействие обоих трансформаторов насыщения равно нулю, следовательно,  $U_2 = U_1$ .

Вернемся снова к случаю неравенства ампервитков управления. Повышение напряжения от первого трансформатора уменьшается, а понижение напряжения от второго — возрастает; следовательно,  $U_2 < U_1$ . В обратном случае будет иметь место неравенство  $U_2 > U_1$ . Таким образом, величина напряжения  $U_2$  определяется направлением и величиной ампервитков управления.

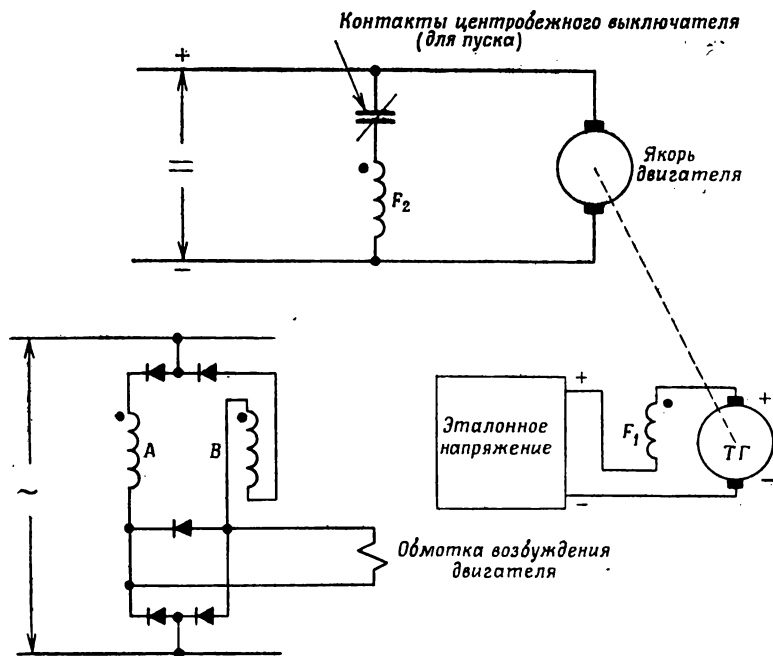
Обмотки управления  $F_1$  соединяются встречно. Трансформаторы насыщения по принципу действия подобны обычным дросселям насыщения, и в обычном выполнении они не могут различить полярности сигнала (гл. 5, § 8). Посредством введения положительного смещения, создаваемого обмоткой  $F_2$ , полные ампервитки управления одного сердечника в обоих элементах будут теперь иметь разные направления при одном и том же изменении выходного тока амплитата, чем и вызывается желаемый характер управления.

Регулируемое напряжение  $U_2$  выпрямляется выпрямителем  $v_1$  и сравнивается с эталонным напряжением, которое регулируется потенциометром  $R_3$ . Разность напряжений подается к обмотке управления  $F$  амплитата, который по ранее описанному способу воздействует на трансформаторы насыщения так, чтобы уменьшить до минимума изменение регулируемого напряжения  $U_2$ .

## § 10. Регулятор скорости

Очень простая система регулирования скорости изображена на фиг. 288. Двигатель постоянного тока, скорость которого должна регулироваться, имеет поле возбуждения, питаемое от выхода амплитата. Тахометрический генератор  $TГ$  измеряет скорость двигателя.

Напряжение тахогенератора сравнивается с эталонным, и разность их подается к обмотке управления  $F_1$  амплистата. Центробежный выключатель в соединении со второй обмоткой управления  $F_2$  обеспечивает полное поле возбуждения при пуске, как упоминалось в § 3.



Фиг. 288. Регулятор скорости двигателя постоянного тока с управлением полем шунтовой обмотки.

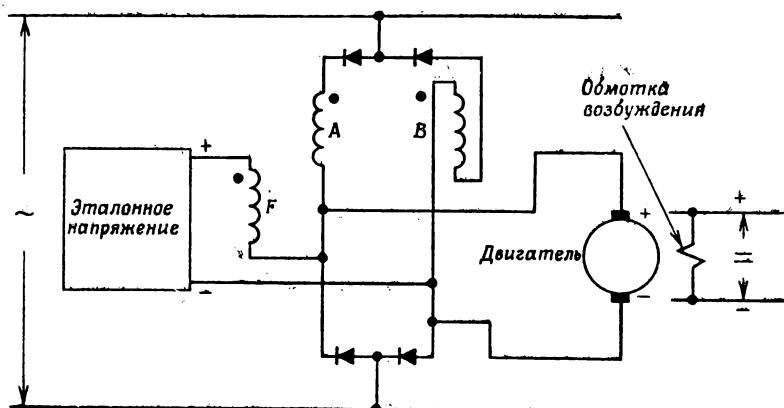
Другая система регулирования скорости показана на фиг. 289, где через амплистат подводится полная мощность к якору электродвигателя.

Скорость вращения  $n$  шунтового двигателя достаточно точно выражается следующим образом:

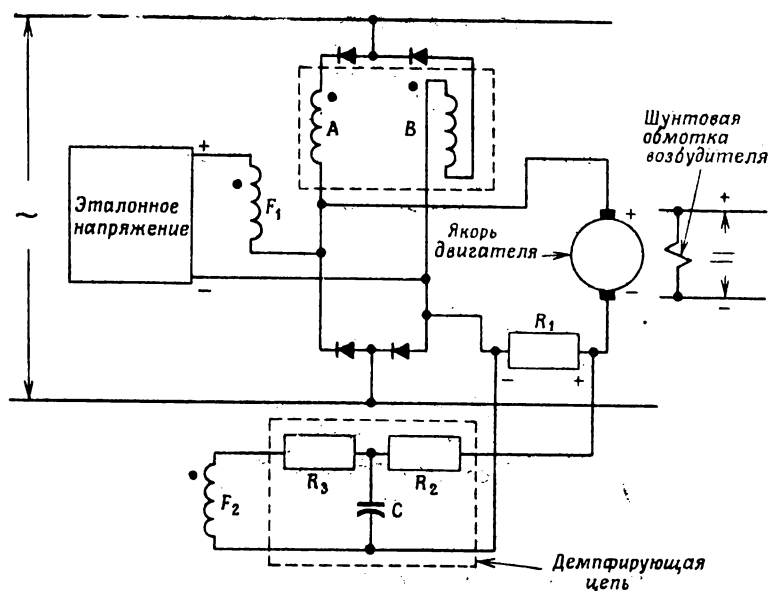
$$n = \frac{E - IR}{K\Phi}, \quad (25.1)$$

где  $E$  — э.д.с. якоря,  $I$  — ток якоря,  $R$  — активное сопротивление якоря,  $\Phi$  — поток от обмотки возбуждения,  $K$  — постоянная. Поскольку ток возбуждения шунтового двигателя постоянен, поток также постоянен, а э. д. с. якоря  $E$  может быть использована в качестве сигнала, пропорционального скорости, без применения тахометрического генератора. Если падение напряжения на якоре  $IR$  велико, то ошибка в сигнале, пропорциональном скорости, может стать значительной,

и потребуется компенсация составляющей  $IR$ . На фиг. 290 показан простой метод компенсации  $IR$ . Последовательно с якорем двигателя



Фиг. 289. Регулятор скорости двигателя постоянного тока с управлением напряжением на якоре.



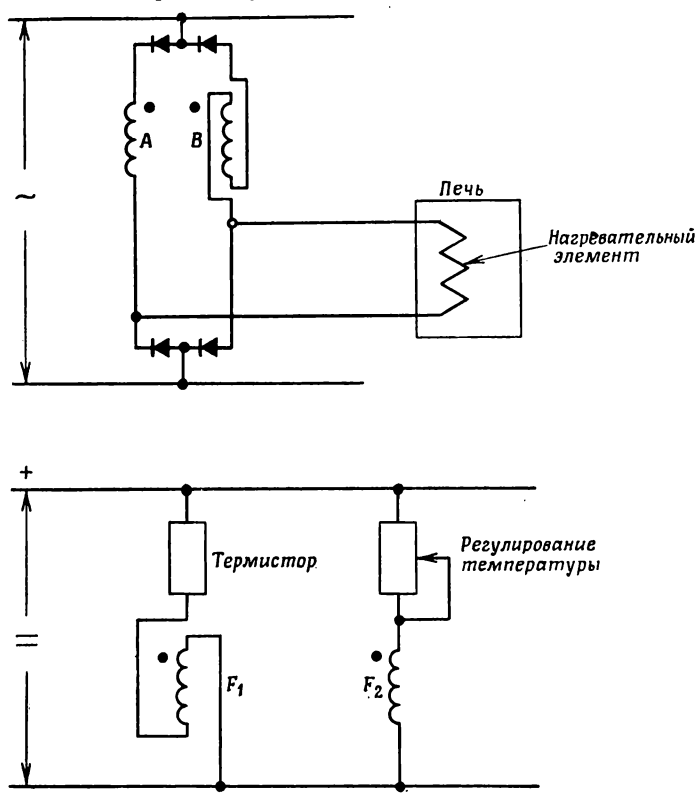
Фиг. 290. Схема компенсации  $IR$  для регулятора скорости двигателя постоянного тока.

включается дополнительно активное сопротивление. На этом сопротивлении получается напряжение, пропорциональное току якоря. Если это напряжение (или часть его) приложить к другой обмотке управ-

ления с должной полярностью, то получится положительная обратная связь, с помощью которой и осуществляется компенсация. При слишком сильной положительной обратной связи система может оказаться неустойчивой и тогда потребуется дополнительное стабилизирующее устройство. Для систем управления скоростью с высокой точностью, однако, чаще используются тахогенераторы.

### § 11. Контроль температуры

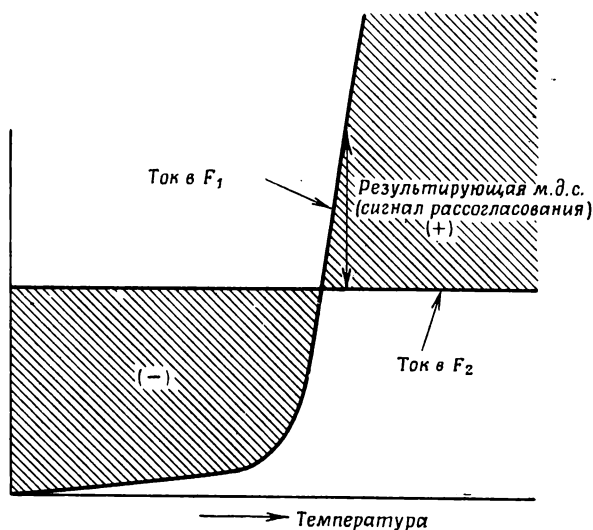
Системы контроля температуры с амплистатами могут действовать от датчиков термоэлектродвижущих сил или изменения сопротивления. Последние в ряде случаев более удобны, так как с их помощью



Фиг. 291. Контроль температуры с термистором в качестве датчика.

обычно получается сигнал управления большей величины. Это особенно справедливо при использовании термистора [25.3] или подобного элемента, имеющего очень высокий отрицательный температур-

ный коэффициент. Термистор обычно включается последовательно с обмоткой управления  $F_1$  амплистата и источником питания (фиг. 291). Другая обмотка управления  $F_2$  включается в цепь последовательно с сопротивлением, определяющим необходимую температуру, и тем же источником питания. Любое небольшое изменение температуры



Ф и г. 292. Зависимость величины сигнала рассогласования от температуры

может вызвать значительное изменение результирующей м. д. с. в амплистате (фиг. 292). Ток выхода амплистата используется для подачи мощности (непосредственно или косвенным путем) к нагревательному элементу и, таким образом, влияет на температуру. Многие системы контроля температуры, особенно системы с термопарами в качестве измерительного элемента, должны иметь очень большой коэффициент усиления, который нельзя получить с одного каскада. При применении многокаскадных амплистатов целесообразно использовать в первых каскадах двухтактные схемы. Схемы, применимые в таких устройствах, будут рассмотрены в следующей главе.

## ПРИМЕНЕНИЕ ДВУХТАКТНЫХ АМПЛИСТАТОВ

### § 1. Введение

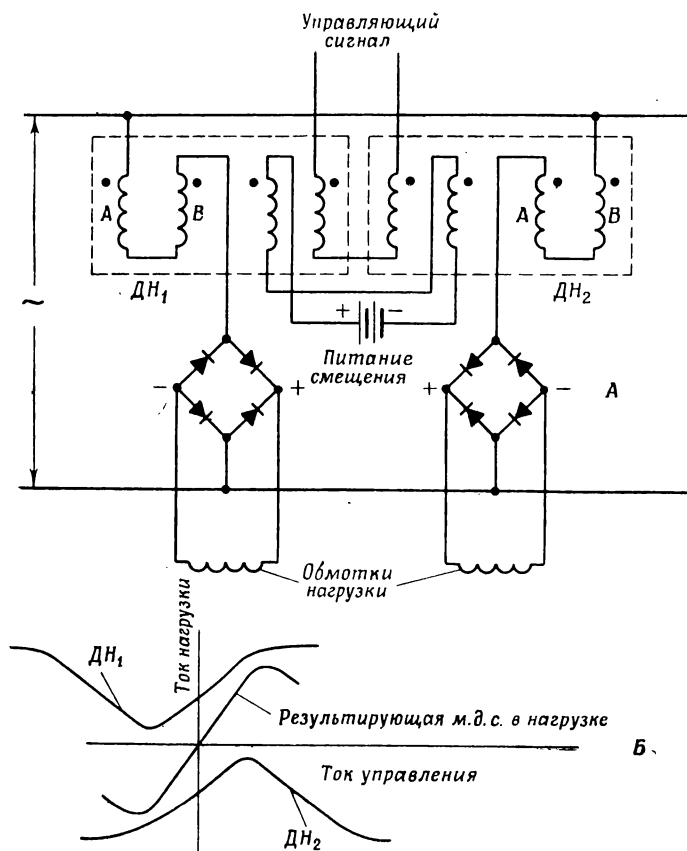
Для многих систем управления требуется магнитный усилитель рабочая характеристика которого проходит через нуль. Иногда этого можно достигнуть с помощью смещения от некоторого источника постоянного по величине тока, которое компенсирует выходной ток так, чтобы ток нагрузки равнялся нулю при отсутствии сигнала управления. Такое решение обычно не является удачным, так как колебания напряжения питания вызывают изменение выхода магнитного усилителя, которое нельзя скомпенсировать с помощью источника смещения. Обычно средством для достижения нулевого или реверсируемого выходного сигнала является применение двухтактных магнитных усилителей.

### § 2. Схема дросселя насыщения с магнитным суммированием сигналов

Если нагрузка представляет собой соленоид, реле, обмотку возбуждения машины и т. д., то она может иметь две одинаковые обмотки, которые включаются, как показано на фиг. 293, А. Необходимо ввести такое смещение, чтобы характеристика каждого дросселя насыщения сместилась так, чтобы ось ординат проходила приблизительно через середину рабочего участка характеристики (фиг. 293, Б). Ток управления будет увеличивать выходной сигнал одного дросселя и уменьшать выход другого. Так как обмотки нагрузки включены встречно, то результирующая м. д. с. является функцией величины тока управления и его направления.

В рассматриваемой схеме требуется полная изоляция обмоток нагрузки. Если обмотка нагрузки может быть выполнена только со средней точкой, то один из дросселей насыщения должен питаться через изолирующий трансформатор. Каждый ДН должен быть рассчитан на отдачу мощности немного большей, чем максимальная мощность нагрузки, а каждая из двух обмоток нагрузки должна рас-

сеивать эту мощность. Последнее создает большие затруднения при проектировании нагрузочного устройства, но для некоторых мало-мощных устройств рассматриваемая схема оказывается пригодной [25.3].



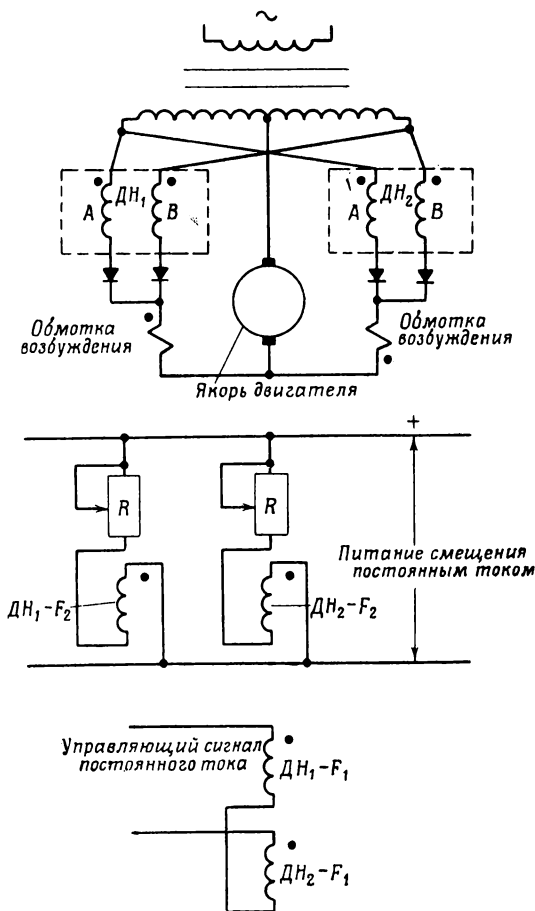
Фиг. 293. Схема с дросселем насыщения и магнитным суммированием сигналов.

### § 3. Схема амплистата с магнитным суммированием сигналов

В рассматриваемой схеме нагрузка может управляться двумя мостовыми амплистатами. Для амплистатов не всегда требуется смещение.

Если применяемые амплистаты включаются по дифференциальной схеме, то нагрузка может иметь только одну обмотку со средней

точкой. На фиг. 294 показана схема управления сериесным двигателем с раздвоенной обмоткой возбуждения. Каждый амплистат включен последовательно с одной половиной обмотки возбуждения. Якорь



Фиг. 294. Управление возбуждением сериесного двигателя при расщепленной обмотке возбуждения.

двигателя включен между средними точками трансформатора питания и обмотки возбуждения. Обмотки смещения действуют так, что минимальный выходной ток каждого амплистата при отсутствии сигнала равен нулю. Обмотки управления  $F_1$  соединяются таким образом, что увеличение сигнала одной полярности увеличивает выходной ток одного амплистата и уменьшает—у другого амплистата. Полу-



чающийся результирующий поток от обмотки возбуждения, действуя совместно с током якоря, заставляет двигатель вращаться в определенном направлении. Направление вращения может быть изменено, причем для реверсирования не требуется никаких операций с выключающей аппаратурой. Установившийся ток схемы обычно уменьшен до такой величины, чтобы не вызвать перегрева двигателя в затор-моженном состоянии. Увеличение сигнала увеличивает не только результирующее поле возбуждения, но и полный ток якоря. Это происходит потому, что увеличение выходного сигнала амплистата, действующего на поле, может быть больше, чем уменьшение сигнала второго усилителя. Таким образом, максимальный вращающий момент двигателя может быть получен без чрезмерного увеличения температуры как якоря, так и коллектора.

#### § 4. Схема дросселя насыщения с электрическим суммированием сигналов

Если нагрузка имеет только одну обмотку и не имеет выведенной средней точки, то схема фиг. 293 преобразуется в схему фиг. 295. Здесь вместо обмоток нагрузки фиг. 293 включены два балластных сопротивления. Нагрузка теперь включается так, что к ней подается разность падений напряжения на балластных сопротивлениях. Так как балластные сопротивления имеют общую точку, то один из дросселей насыщения необходимо изолировать посредством трансформатора  $T$ .

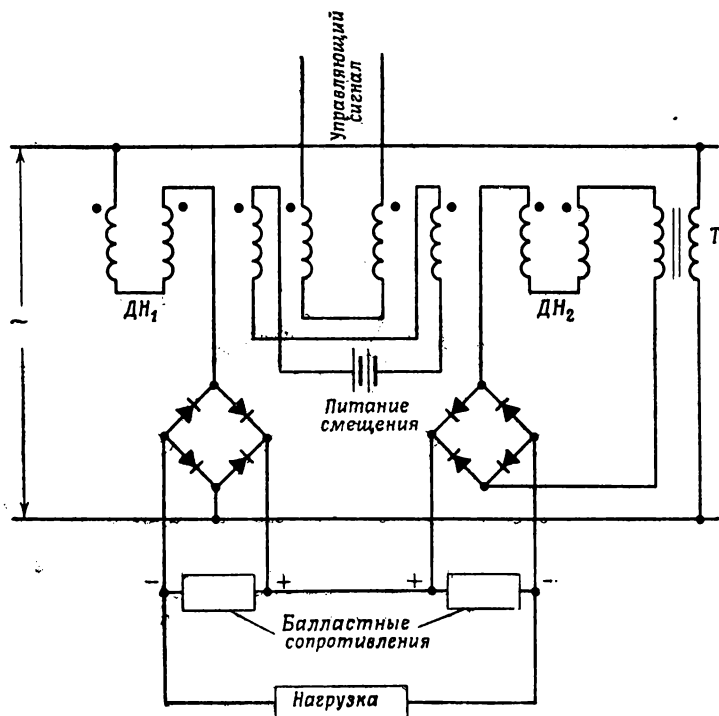
Эта схема, как и большинство двухтактных схем, имеет весьма низкий коэффициент полезного действия. Мощность, выделяемая в балластных сопротивлениях, приблизительно в 6 раз больше мощности, потребляемой нагрузкой. Такая малая эффективность вызывает большое уменьшение усиления мощности; поэтому двухтактные схемы, использующие обычные ДН, применяются редко. Чаще для двухтактных схем применяются амплистаты.

#### § 5. Схемы с амплистатами и электрическим суммированием сигналов

На фиг. 296—299 показаны двухтактные схемы, которые наиболее часто применяются для усиления маломощных сигналов. Все эти схемы имеют низкий коэффициент полезного действия, но они в значительной степени не зависят от влияния колебаний частоты и напряжения питания. Кроме того, в этих схемах осуществляется коррекция дрейфа нуля в такой степени, в какой это позволяет компенсация изменений характеристик элементов схемы, обусловленных изменением температуры и старением.

На фиг. 296 и 297 изображены схемы амплистатов дифференциального и мостового типов. Их характеристики, показанные на фиг. 300,

могут быть получены сложением характеристик двух однотактных амплистатов. В большинстве случаев диапазон сигналов определяют именно эти характеристики. При больших сигналах должны быть рассмотрены характеристики для расширенного диапазона изменения сигнала, показанные на фиг. 301. Выходной сигнал при чрезвычайно



Ф и г. 295. Схема с дросселем насыщения и электрическим суммированием сигналов.

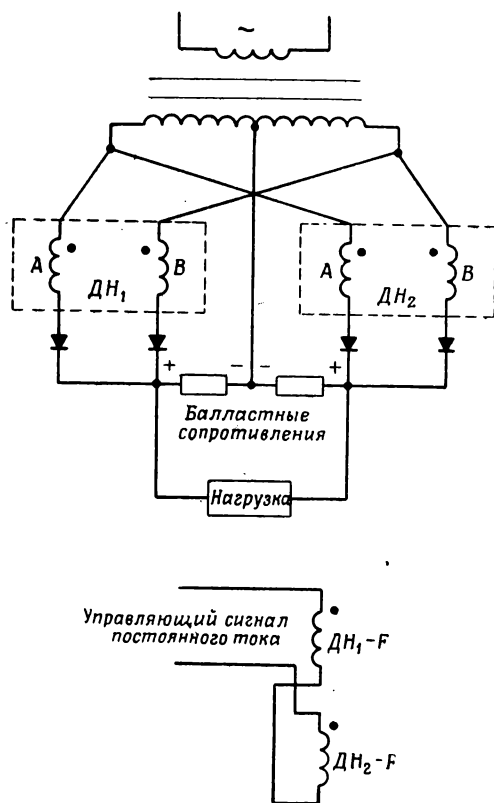
большом сигнале на входе двухтактного амплистата будет уменьшаться и асимптотически приближаться к нулю. Если это нежелательно, то большие сигналы на входе следует ограничить применением нелинейных элементов (гл. 25, § 1).

Величина балластных сопротивлений, которые изображены в схемах усилителей дифференциального или мостового типа (фиг. 296 и 297), обычно выбирается равной сопротивлению нагрузки или его половине. Для уменьшения влияния сопротивления выпрямителей и рабочих обмоток дросселей или для получения заданного выходного напряжения эта величина может несколько изменяться. Дроссели насыщения, применяемые в двухтактных схемах, работают в области

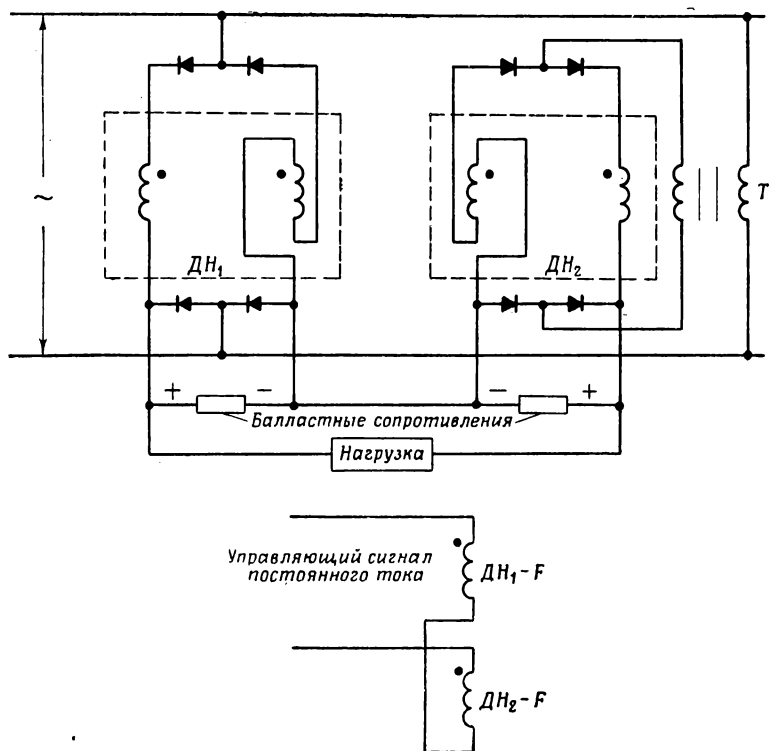
перевозбуждения характеристики (гл. 7, § 2). Это дает возможность получить большую мощность выхода от каждого отдельного дросселя, но не позволяет уменьшить его выходной ток до очень малой величины. Конечно, это не столь важно в двухтактных схемах, поскольку ток нагрузки можно всегда довести до нуля. В дополнение к сказанному следует отметить, что рассмотренный способ обычно дает возможность получить хорошую стабильность работы при изменении напряжения питания.

Для упрощения схемы применяется однополупериодная двухтактная схема фиг. 298. Ток через выпрямители может протекать только в течение половины периода и при отсутствии сигнала одинаков в обоих выпрямителях. При равенстве токов результирующий ток в нагрузке будет равен нулю. Когда подается сигнал, баланс схемы нарушается, и через нагрузку протекает ток. В условиях разбаланса токов в обмотке управления может индуцироваться э. д. с. основной частоты, что должно учитываться при применении данной схемы. В ряде однополупериодных двухтактных схем используются обмотки, такие, например, как обмотки смещения переменного тока с согласованным сопротивлением [26.1], [26.7].

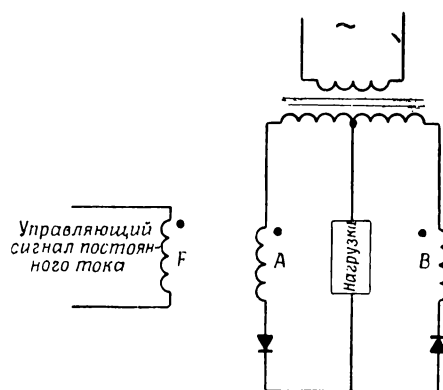
На фиг. 299 изображен другой вариант схемы двухтактного амплистата. Амплистат также может иметь балластные сопротивления, но чаще применяется с нагрузкой, имеющей обмотку со средней точкой. Нагрузкой может быть обмотка реле, обмотка возбуждения машины или обмотка управления другого амплистата. Четыре рабочие обмотки схемы располагаются на четырех отдельных сердечниках. Обмотки управления дросселей могут быть соединены последовательно друг с другом или заменены одной обмоткой управления,



Фиг. 296. Двухтактная схема дифференциального типа.

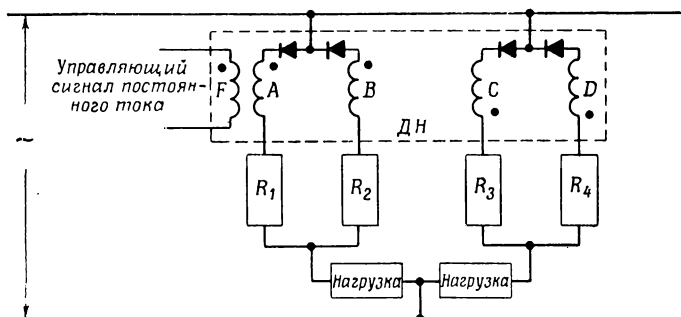


Ф и г. 297. Двухтактная схема мостового типа.

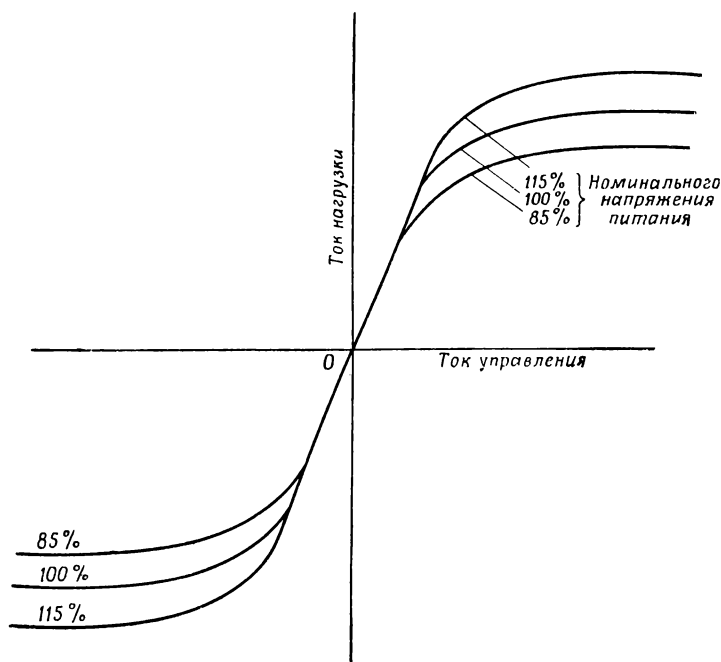


Ф и г. 298. Однополупериодная двух-  
тактная схема.

охватывающей все четыре сердечника. Как видно из фиг. 299, сопротивления  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  и  $R_4$  включены в каждую ветвь схемы



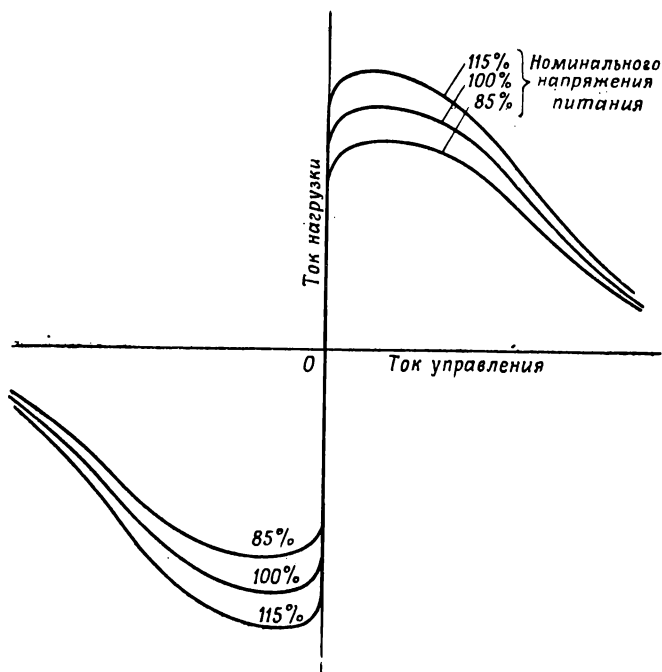
Фиг. 299. Схема квадрата.



Фиг. 300. Характеристики двухтактных схем (область малых сигналов).

для того, чтобы уменьшить циркулирующие токи. Во время переходных процессов в обмотке управления одна рабочая обмотка

действует как короткозамкнутая вторичная обмотка, в то время как другая рабочая обмотка является проводящей. Во многих применениях такой схемы роль активных сопротивлений могут выполнять



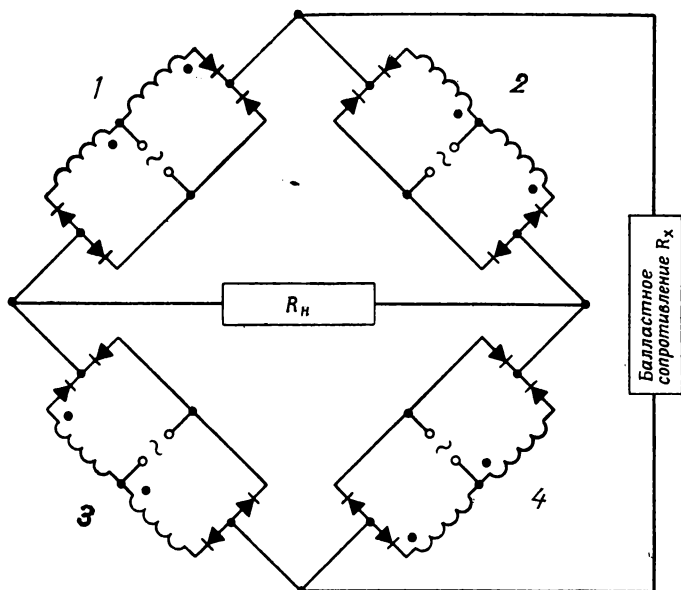
Фиг. 301. Характеристики двухтактных схем (область больших сигналов).

активные сопротивления рабочих обмоток и прямые сопротивления выпрямителей.

#### § 6. Схема двухтактного амплистата с высоким коэффициентом полезного действия

Ряд ограничений для применения двухтактных усилителей может быть преодолен при использовании схемы с повышенным коэффициентом полезного действия, показанной на фиг. 302. В этой схеме используются четыре амплистата, каждый из которых имеет свой изолированный источник питания. Эти четыре схемы представляют собой четыре плеча моста. Нагрузка включается в горизонтальную диагональ моста. В другую диагональ включается балластное сопротивление  $R_x$ . Четырьмя изолированными источниками питания могут быть четыре обмотки одного трансформатора питания.

При включении амплистатов, показанном на фиг. 302, ток протекает через амплистат 4, затем через сопротивление нагрузки  $R_H$ , через амплистат 1, по балластному сопротивлению  $R_X$  и обратно к амплистату 4. Обмотки управления и обмотки смещения четырех амплистатов включены так, чтобы обеспечить необходимое действие амплистатов. Наиболее эффективное действие достигается посредством смещения характеристик всех четырех амплистатов.



Фиг. 302. Двухтактная схема с высоким коэффициентом полезного действия.

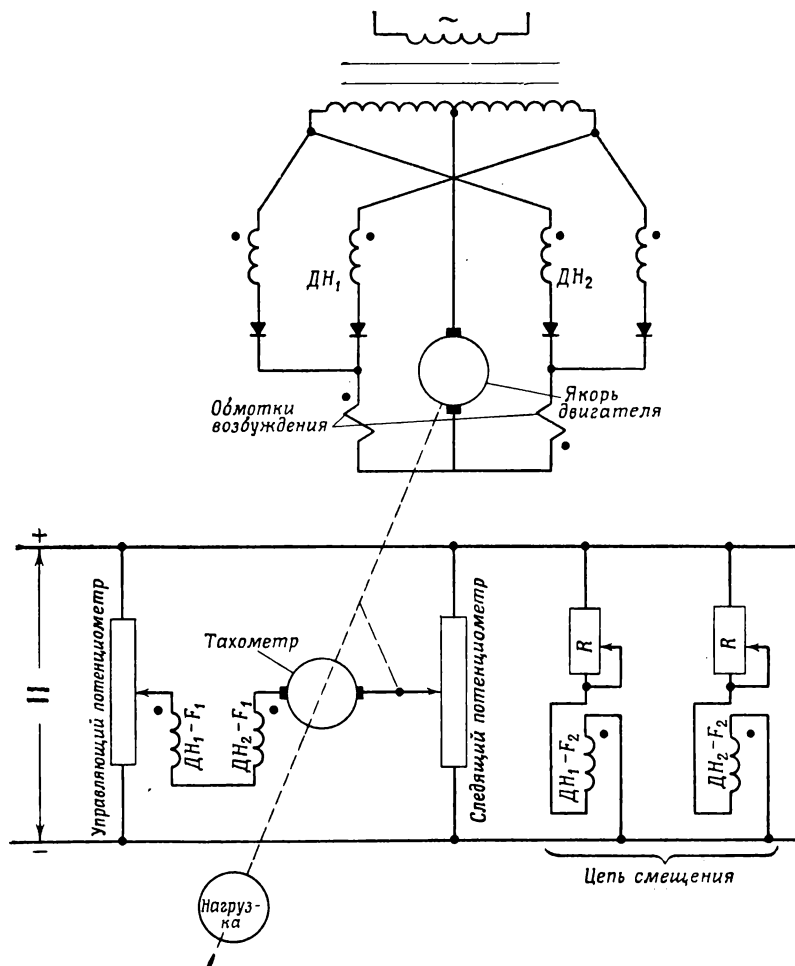
Для получения большей эффективности действия важно, чтобы балластное сопротивление  $R_X$  было равно сопротивлению нагрузки  $R_H$ . Если сопротивление нагрузки является комплексным сопротивлением, то и  $R_X$  должно в точности воспроизводить его характер.

Рассмотренная выше схема основана на применении амплистатов мостового типа. Аналогичные схемы можно сделать и на амплистах других типов. При использовании общих сердечников для амплистатов 1 и 4 и для амплистатов 2 и 3 можно несколько упростить конструкцию. Применение общих сердечников приводит к тому, что противоположные плечи моста насыщаются одновременно.

Максимальный к. п. д. схемы этого типа равен 50%; практически при активной нагрузке можно получить к. п. д. выше 45%.

### § 7. Системы регулирования по положению

На фиг. 303 изображена простая система регулирования по положению, применяемая для дистанционного управления. Воздействие на нагрузку производится посредством изменения положения движка



Фиг. 303. Следящая система по положению.

потенциометра управления. Разность потенциалов между движками потенциометра управления и следящего потенциометра прикладывается к обмотке управления  $F_1$  двухтактного амплистата. Этот амплистат приводит в движение двигатель с расщепленной обмоткой



возбуждения и заставляет его приводить в движение нагрузку до тех пор, пока положение движка следящего потенциометра не станет соответствовать положению движка потенциометра управления. Величина вращающего момента, развиваемого двигателем, будет пропорциональна относительному перемещению движков потенциометров. Для обеспечения устойчивости в такой системе может потребоваться введение тахометрического генератора, показанного на фиг. 303. Тахометрический генератор дает напряжение, пропорциональное скорости двигателя, которое подается в цепь управления. Этот генератор так регулирует скорость двигателя, что она становится пропорциональной относительному перемещению движков потенциометров. Вместо потенциометров в данной системе могут быть использованы сельсины [26.2], [26.3]. В этом случае выходной переменный ток сельсина должен быть сначала подан на дискриминатор, как описано в § 12. Выходной сигнал дискриминатора используется для управления амплистатом.

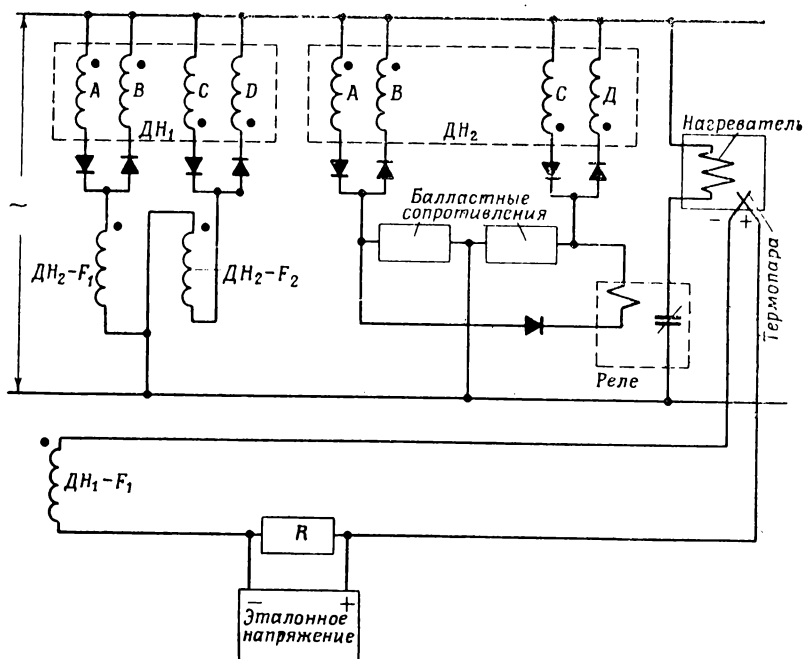
В следящей системе по положению может быть использован двигатель с независимым возбуждением при фиксированном питании обмотки возбуждения. Такой двигатель имеет преимущество при сигналах, пропорциональных скорости (напряжению якоря), используемых для предупреждения качаний в системе. Два мостовых усилителя могут быть включены так, что один будет вызывать вращение двигателя по часовой стрелке, а другой — против часовой стрелки. К сожалению, при вращении двигателя противодействующая э. д. с. якоря заставляет бездействующий мостовой амплистат проводить ток и является причиной появления значительного циркулирующего тока.

### **§ 8. Система контроля температуры с термопарой в качестве датчика**

На фиг. 304 показана схема контроля температуры с термопарой в качестве датчика температуры. Вследствие низкого уровня сигнала от термопары необходим многокаскадный магнитный усилитель. Для того чтобы уменьшить влияние напряжения питания, применяются двухтактные каскады. Задаваемое напряжение включается непосредственно в цепь термопары так, чтобы от термопары поступал минимальный ток. Каждый каскад усилителя работает в нормальном режиме вблизи нулевой точки характеристики, поэтому изменение коэффициента усиления усилителя не может сильно влиять на работу системы контроля. Хорошее согласование с термопарой достигается тем, что обмотка управления амплистата выполняется с малым числом витков из толстого провода и имеет очень низкий входной импеданс. Обычно в рассматриваемых устройствах применяются усилители с входным сопротивлением от 1 до 10 ом. Эти величины не обеспечивают оптимального согласования, но значительно уменьшают влияние

изменений сопротивления проводов при колебаниях температуры окружающей среды.

Обычный метод измерения температуры заключается в применении в качестве одного плеча измерительного моста проводникового теплового датчика. Конструктивно этот датчик представляет собой металлический кожух, содержащий внутри проволоку из



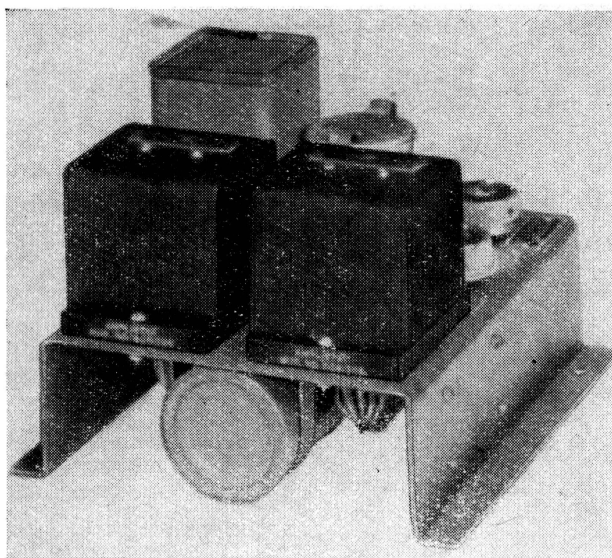
Фиг. 304. Схема для контроля температуры с термопарой в качестве датчика.

материала с известным температурным коэффициентом. Кожух используется для защиты от механических повреждений. Измерительный мост сбалансирован только в том случае, когда проволока датчика нагрета до определенной температуры. Этот метод измерений не требует эталонного напряжения, необходимого в системах с термопарой. Кроме того, в этом случае получаются значительно большие сигналы, чем от термопары. Метод имеет существенный недостаток: для получения нужной мощности от мостовой схемы необходимо, чтобы само сопротивление датчика рассеивало значительную мощность. Если среда, температура которой измеряется, не обладает большой теплоемкостью, то мощность, рассеиваемая в кожухе, будет увеличивать его температуру и искажать измерения. Применение амплистата для усиления выхода мостовой схемы позволяет

свести до минимума мощность, рассеиваемую датчиком. В большинстве случаев магнитный усилитель совершенно подобен усилителю систем с термопарой и тоже должен быть двухтактным.

### § 9. Прибор для обнаружения пламени

Интересным применением амплистата является усилитель прибора обнаружения пламени. Небольшая термоэлектрическая батарея, состоящая из нескольких термопар, помещается в топочную камеру или камеру сгорания, в которых должно быть обнаружено пламя. Нагреваемые спаи помещаются там, где может появиться пламя;



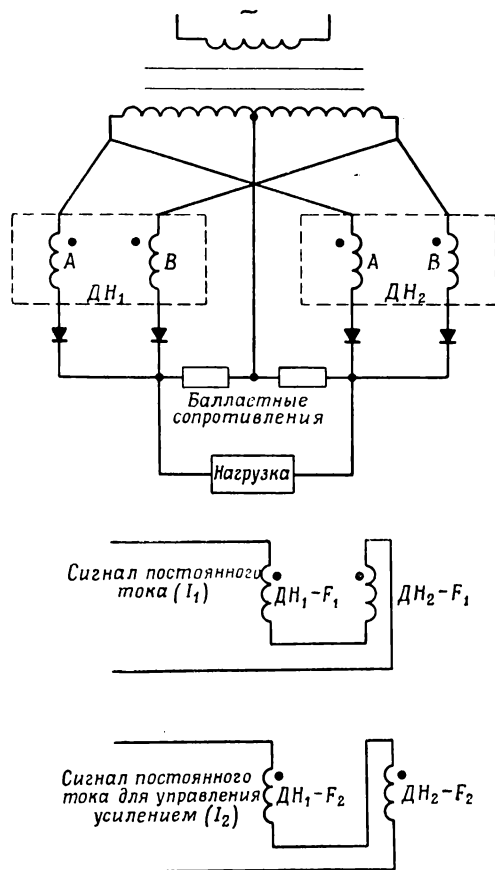
Фиг. 305. Прибор для обнаружения пламени.

холодные концы термопар находятся там же, но защищены от прямого воздействия пламени. В большинстве случаев нецелесообразно применять вакуумный термоэлектрический элемент или подобное устройство, имеющее окно, через которое проходит радиация. Это отверстие легко может закрыться сажей, в результате чего термоэлектрический элемент становится бесполезным. При использовании проволоочных термопар мало сказывается даже относительно толстый слой сажи. Описанное устройство при слабом пламени дает на выходе несколько милливольт. Выходная мощность должна быть усилена до величины, достаточной для действия простого и грубого реле. Конструкция усилителя указателя пламени показана на фиг. 305. В этом устройстве для усиления сигнала от термопреобразователя

применен двухкаскадный двухтактный магнитный усилитель. Выходной сигнал второго каскада подводится непосредственно к катушке реле.

### § 10. Усилитель фототоков

Фотоэлектрические элементы дают ток, который легко можно усилить амплистатом. Основной проблемой при усилении фототоков является получение достаточно высокого входного сопротивления для согласования с фотоэлементом.



Ф и г. 306. Амплистат с переменным коэффициентом усиления.

В большинстве устройств этот входной импеданс ограничивается сечением окна сердечника. Многие амплистаты, применяемые в схемах с фотоэлементами, имеют входные сопротивления порядка нескольких тысяч  $\text{ом}$ . Если требуется защита фотоэлемента, то последовательно с обмоткой управления включается внешнее сопротивление. Внутренний импеданс самого фотоэлемента так велик, что постоянная времени входной цепи обычно не сказывается на работе цепи управления.

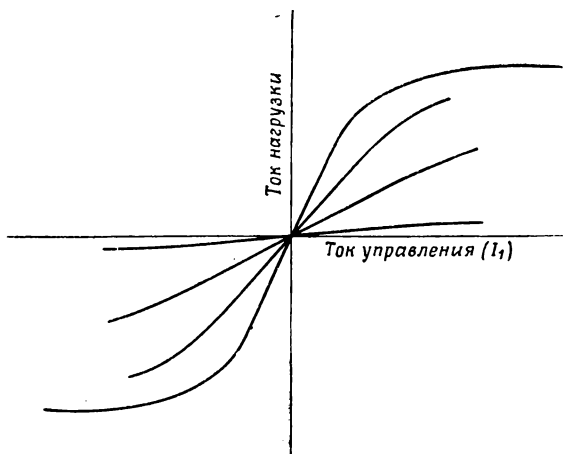
Фотоэлементы с запорным слоем также могут применяться с амплистатами. В этом случае внутренний импеданс элемента (обычно около  $5000 \text{ ом}$ ) может быть легко согласован с входом амплистата. Таким образом, получается хорошее использование мощности датчика, а полная величина требуемого усиления обычно мала. Фотоэлементы с запорным слоем, кроме своей функции создания напряжения в результате освещения дополнительно выполняют еще роль выпрямителей.

В результате такого дополнительного действия четные гармоники э. д. с., которые имеются в цепи управления амплистата, выпрямляются,

а рабочая точка амплистата благодаря этому смещается. Посредством специального способа подключения фотоэлемента к амплистату это смещение можно использовать для создания дополнительного усиления усилителя. Увеличение освещенности будет вызывать увеличение выходного тока амплистата. Это в свою очередь будет вызывать увеличение четных гармоник и, следовательно, увеличение смещения. Изменение смещения может вызвать дальнейшее увеличение выходного тока амплистата. Иногда такое увеличение может быть причиной перехода амплистата в релейный режим. Однако величина этого смещения не постоянна и может изменяться в зависимости от температуры и старения фотоэлемента. Так как смещение от четных гармоник сильно зависит от характеристик элемента, то обычно целесообразно ставить фильтр между элементом с запорным слоем и входом амплистата, который будет исключать выпрямление индуктивных э. д. с. высших гармоник и обеспечит большую стабильность системы.

### § 11. Амплистат с переменным коэффициентом усиления

Для того чтобы коэффициент усиления каскада амплистата изменялся в соответствии с сигналом постоянного тока, можно применить



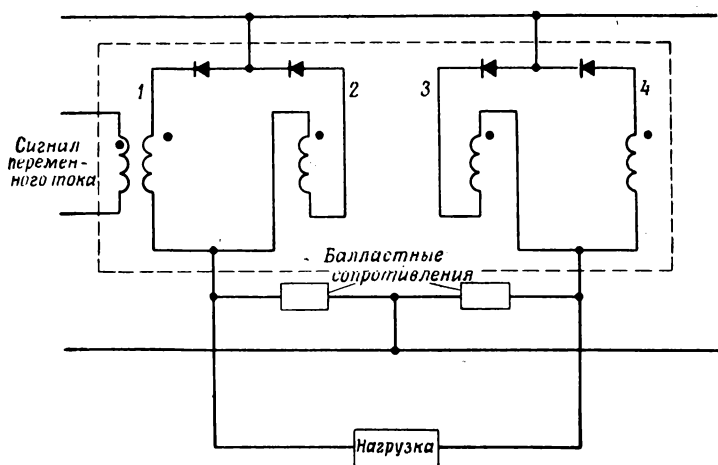
Фиг. 307. Характеристики амплистата с переменным усилением для различных значений управляющего усилением сигнала  $I_2$ .

схему, изображенную на фиг. 306. Двухтактный магнитный усилитель выполняется с двумя обмотками смещения. Эти обмотки используются для обычного смещения рабочих точек на характеристике каждого из амплистатов в двухтактной схеме. Коэффициент усиления усилителя посредством тока в обмотках смещения может изме-

няться от максимального значения до нуля или даже до отрицательной величины, если это понадобится. Характеристики двухтактного усилителя с переменным усилением показаны на фиг. 307.

## § 12. Магнитный дискриминатор

Амплистат может усиливать как сигналы постоянного тока, так и сигналы переменного тока. Большое значение имеет возможность усиления переменного сигнала, частота которого равна частоте питания. В этом случае обычно необходимо иметь сдвиг фаз между сигналом и током питания. Устройство, которое преобразует сигнал



Ф и г. 308. Магнитный дискриминатор.

в постоянный ток соответствующей полярности, называется магнитным дискриминатором. Одна из схем дискриминатора показана на фиг. 308. Действие такой схемы подобно действию соответствующей схемы амплистата (гл. 15, § 7). В течение одной половины периода сигнал переменного тока может иметь такое направление, при котором сердечник 1 насыщается раньше сердечника 3. В течение следующего полупериода сердечник 4 будет насыщаться раньше, чем сердечник 2. В результате на нагрузке создается среднее напряжение постоянного тока. Это напряжение изменяется при изменении амплитуды сигнала, а его полярность меняется при изменении фазы переменного тока на  $180^\circ$ .

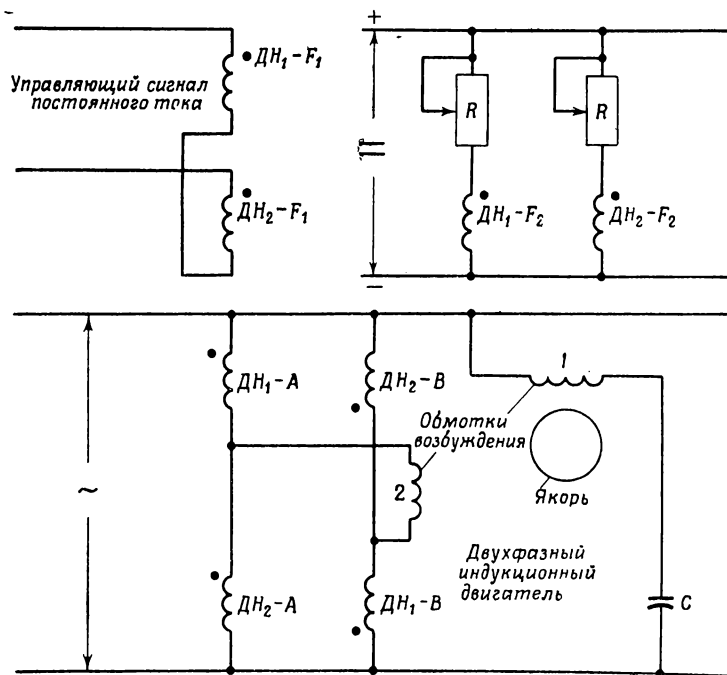
Обычно нужно иметь достаточно высокий входной импеданс дискриминатора, при котором от сельсина или магнитного моста ток сигнала будет очень мал. Точность дискриминатора при этом повысится. В схеме дискриминатора высокий входной импеданс обеспечивается автоматически. В случае отсутствия сигнала э. д. с.

индуктируемая от одной пары сердечников, полностью компенсируется э. д. с., индуктируемой от другой пары сердечников. При наличии малого сигнала баланс нарушается и в обмотке управления появляется индуктированное напряжение. Это напряжение обратно по направлению напряжению сигнала, что и является причиной того, что цепь управления имеет высокий импеданс относительно источника сигнала.

Близкой к рассмотренной схеме является схема, используемая для преобразования частоты, например напряжение частотой 400 гц используется для получения напряжения частотой 60 гц [26.7].

### § 13. Управление серводвигателем

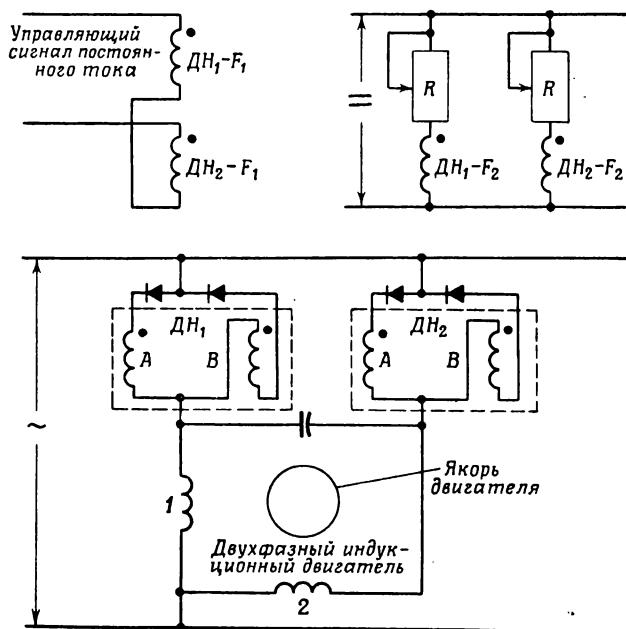
В следящих системах часто приходится управлять двухфазными индукционными двигателями. Для этой цели можно использовать схемы, представленные на фиг. 309 и 310. Необходимо, чтобы



Фиг. 309. Управление двигателем переменного тока (одна фаза фиксирована).

сдвиг фаз между током в одной обмотке двигателя и током в другой обмотке был равен  $90^\circ$ . Вращающий момент может изменяться посредством изменения тока в одной или двух фазах двигателя.

На фиг. 309 приведена мостовая схема с двумя дросселями насыщения. Ток фазы 1 остается фиксированным, в то время как ток фазы 2 изменяется. Для создания сдвига фаз в  $90^\circ$  применяется емкость  $C$ . В схеме фиг. 310 величина тока в обеих фазах изменяется в соответствии с сигналом. В схеме, изображенной на фиг. 309, использованы дроссели насыщения, в схеме фиг. 310 — амплистаты. Последняя схема особенно удобна для управления однофазным двигателем.



Фиг. 310. Управление двигателем переменного тока (обе фазы управляемы).

Другим способом управления двухфазными серводвигателями является питание одной обмотки через конденсатор  $C$  (фиг. 309), а другой (управляемой) — от схемы дискриминатора. Такая схема, описанная в § 12, в дополнение к своему обычному действию обеспечивает реверсирование выхода переменного тока при изменении знака сигнала постоянного тока. Описание большого количества схем дано в работах [26.4] и [13.10].

#### § 14. Работа многокаскадных магнитных усилителей

При проектировании многокаскадных магнитных усилителей должно быть предусмотрено тщательное согласование следующих друг за другом каскадов. Во-первых, входной импеданс второго каскада должен быть согласован с выходным импедансом первого каскада. Во-вторых, постоянная времени каждого каскада должна соответ-



ствовать требованиям работы в замкнутой системе. Эти требования могут быть выполнены путем соответствующего выбора диаметра провода и числа витков обмотки управления второго каскада, причем необходимо проверить, не вызывает ли максимальная мощность первого каскада чрезмерного нагрева второго каскада.

В результате несинусоидальности тока нагрузки амплистатов действующее значение тока, определяющее его тепловое действие, может равняться почти двойному среднему току. Если амплистат используется для зажигания ламп накаливания или нагревательных приборов, то нужно рассчитывать его на двойную выходную мощность по сравнению с амплистатом, на выходе которого важна величина среднего тока.

В ряде случаев для получения требуемой скорости действия последовательно с обмоткой управления второго каскада включают дополнительное сопротивление. Благодаря этому некоторая часть мощности рассеивается вне обмотки управления второго каскада.

Почти во всех схемах магнитных усилителей обеспечивается отсутствие индуктированной э. д. с. основной частоты в обмотке управления. Однако в ней имеются четные гармоники э. д. с. Выход магнитного усилителя может управляться посредством вторых гармоник тока, протекающего в обмотке управления, аналогично управлению постоянным током. Фаза четных гармоник тока является важным фактором, определяющим влияние четных гармоник. Вообще величина четных гармоник изменяется с изменением величины сигнала и тока нагрузки. В зависимости от этих факторов и индуктивности входной цепи четные гармоники будут усиливать либо ослаблять действие сигнала постоянного тока. Обычно при проектировании связи между каскадами многокаскадного усилителя стараются ликвидировать вторые гармоники тока, чтобы получить от усилителя более стабильные результаты.

Кроме второй гармоники, создаваемой обмоткой управления второго каскада, в выходном токе первого каскада имеется значительная составляющая четных гармоник. Эту комбинацию четных гармоник тока можно использовать в усилителе для получения большего усиления на каскад, чем можно получить при использовании сигнала только от источника управления постоянного тока. Созданием сдвига фазы пульсирующих токов при помощи соответствующих схем можно достигнуть оптимальных условий, при которых пульсации выходного тока первого каскада дадут возможность получить максимальный коэффициент усиления.

Если дроссель первого каскада слишком мал для управления дросселем второго каскада, то э. д. с., индуктированная в обмотке управления второго каскада, может быть достаточной, чтобы запереть первый каскад и ослабить управление сигналом. Это обстоятельство может быть устранено введением дополнительного внешнего активного сопротивления или посредством установки между

каскадами фильтра, который, однако, увеличивает полную постоянную времени усилителя. Чтобы предотвратить неправильное действие усилителя, обычно дроссель первого каскада проектируют несколько большего размера, чем это требуется в действительности.

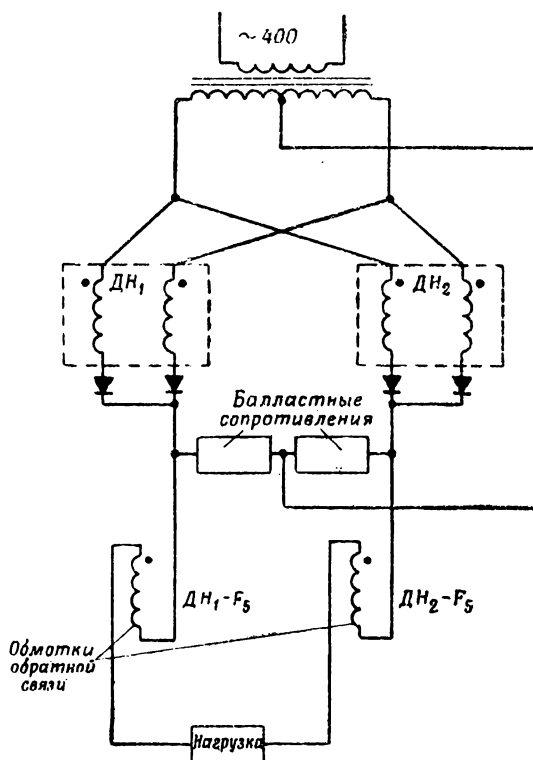
Во многих случаях, чтобы обеспечить линейность рабочей характеристики усилителя, следует избегать насыщения дросселей. В некоторых схемах управления, наоборот, выгодно иметь определенное насыщение каскадов при некоторой определенной величине мощности на выходе. Примером может служить случай, когда нужно подавить сигнал от какого-либо источника сигналом, поступающим от амплитата. В остальных случаях насыщение каскадов желательно для ограничения слишком большого воздействия на последующие каскады. Расчет каскада с насыщением при некоторой конечной величине выходного тока обычно заключается в выборе рабочего напряжения, при котором не может появиться слишком большой ток нагрузки. В двухтактных схемах (фиг. 296 и 297) можно управлять насыщением путем регулирования величины балластных сопротивлений. Если балластные сопротивления очень большие, то ток выхода амплитата при насыщении будет малой величиной.

При управлении амплитатом сглаженным постоянным током величина выходного тока усилителя может быть точно определена по рабочей характеристике данного амплитата. Менее типичным является случай, когда некоторые токи, текущие в обмотках управления, имеют заметную пульсацию. Действие этой пульсирующей составляющей может меняться в зависимости от ее амплитуды, формы волны и фазы, а также от угла насыщения амплитата. Фаза пульсирующего тока может иметь большое влияние на рабочую точку амплитата [26.5], особенно важно это учитывать в устройстве регулятора напряжения маломощного генератора переменного тока. Если переменный ток с выхода генератора выпрямляется и подается непосредственно обмотку управления амплитата, то может иметь место значительная пульсация [26.6]. При применении добавочных фильтров для уменьшения пульсирующей составляющей полная постоянная времени регулятора может увеличиться. Меняя фазу пульсирующей составляющей с помощью фазо-сдвигающей схемы, можно увеличить коэффициент усиления амплитата. Другими словами, если увеличение нагрузки вызывает рост тока возбуждения, то угол насыщения амплитата будет изменяться. С изменением угла насыщения действие пульсирующих токов будет тоже меняться. Меняя фазу пульсирующих токов, можно управлять их действием.

## § 15. Проектирование двухтактных амплитатов

На фиг. 305 показана конструкция двухкаскадного двухтактного амплитата. Каждый каскад имеет два дросселя (всего четыре сердечника) и германиевые выпрямители. Схема соединений элемен-

тов представлена на фиг. 311. Эта схема подобна схеме фиг. 296, за исключением того, что в схеме фиг. 311 предусмотрены обмотки отрицательной обратной связи  $F_5$ . Обмотки отрицательной обратной связи значительно повышают стабильность всего устройства, что относится и к изменениям напряжения питания (гл. 14), и увеличивают линейный участок рабочей характеристики (фиг. 312).

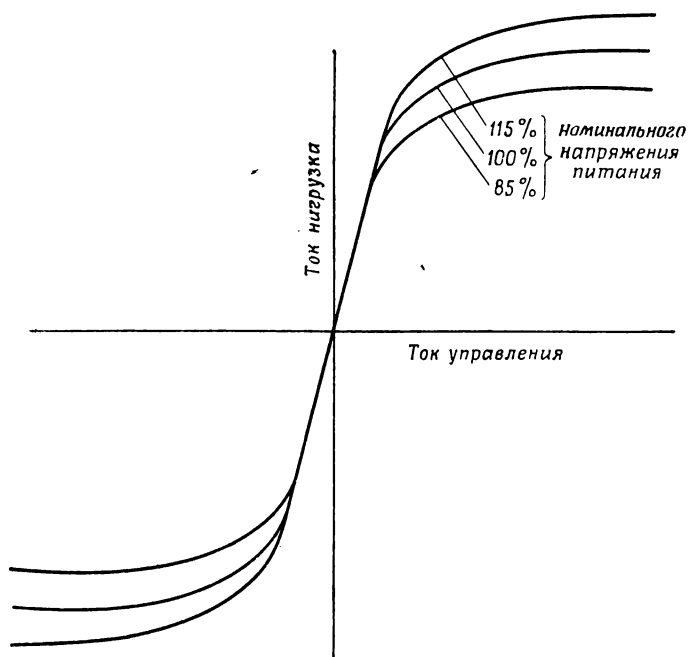


Фиг. 311. Схема каскада. В целях упрощения обмотка управления не изображена.

В двухтактном устройстве обычно каждая половина схемы работает при напряжении питания, значительно большем, чем однотактное устройство (перевозбужденное состояние). Примем за 100% питающее напряжение, которое обеспечивает для однотактного устройства наибольшее отношение максимального выходного тока к минимальному. Напряжение двухтактных схем следует принять равным 200%. Выбранное таким образом напряжение будет обеспечивать значительно меньшую зависимость характеристик от изменений напряжения и частоты, чем при напряжении, принятом за 100%. Понятно, что

выпрямители и сопротивления нагрузки должны выбираться по повышенному напряжению питания.

В тех случаях, когда колебания напряжения питания являются вредными, рекомендуется использовать управляемый источник сигналов



Ф и г. 312. Характеристики каскада.

соответствующей формы. Таким источником может быть обычная цепь ограничителя или релаксационный генератор. В качестве источника прямоугольных импульсов также можно применить стабилизатор постоянного тока (гл. 24).

## Глава 27

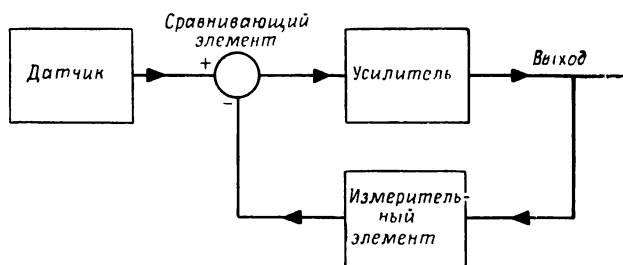
### ПРИМЕНЕНИЕ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ В СЛЕДЯЩИХ СИСТЕМАХ И В НЕКОТОРЫХ СПЕЦИАЛЬНЫХ СХЕМАХ

#### § 1. Введение

Магнитные усилители и амплистаты находят широкое применение в замкнутых следящих системах и в системах управления с обратной связью. Одним из основных требований к системам управления является их надежность, так как при повреждении этой системы может возникнуть опасность для обслуживающего персонала, возможно повреждение оборудования или произойдет простой промышленных установок. Требование надежности часто определяет применение амплистатов. Чаще, однако, устройства с амплистатами используются потому, что они позволяют упростить систему управления в целом.

#### § 2. Основные требования систем с обратной связью

Система управления с обратной связью какими бы то ни было изменяющимися величинами, будь то скорость, напряжение или



Ф и г. 313. Структурная схема замкнутой системы управления.

температура, может быть представлена упрощенной структурной схемой фиг. 313. Сначала производится измерение изменения выходной величины, далее эта изменившаяся величина сравнивается с некоторым

эталоном; результат сравнения усиливается и используется для того, чтобы достигнуть требуемого уровня выходной величины. Таким образом, основными операциями являются: 1) измерение, 2) сравнение, 3) усиление.

Если величина, которая должна быть измерена, является электрической (например, ток или напряжение), ее можно подать прямо в обмотку управления амплистата. Если должна быть измерена механическая величина (скорость или изменение положения), то требуется преобразователь. Для измерения скорости в качестве преобразователя может быть применен электрический тахометрический генератор. При измерении положения можно использовать сельсин [27.1], трансформатор с переменным коэффициентом трансформации, потенциометр или магнитный указатель положения [26.3]. Для измерения температуры требуются термопары или проводниковые датчики температуры. Если должна быть измерена интенсивность света, то могут быть применены фотоэлементы с запорным слоем или фотосопротивления.

Измерительные устройства должны быть спроектированы так, чтобы давать при измерениях минимальную величину помех. Следует стремиться получить максимальную величину мощности от измерительного устройства, так как это уменьшает необходимое усиление и упрощает схемы. Для удовлетворительного использования мощности от измерительного устройства в устройстве сравнения необходимо согласовывать их импедансы. Большинство упомянутых выше измерительных элементов могут хорошо работать с нагрузкой сравнительно малого импеданса, какой является входная цепь магнитного усилителя.

Сравнение достигается вычитанием одного напряжения из другого, вычитанием одного тока из другого или путем компенсации магнитных потоков. Основные проблемы выполнения схем сравнения обычно вызываются другими цепями, например необходимостью заземления части цепи эталона или части измерительной цепи. Эти заземления не должны нарушать работу цепи сравнения. Такая трудность преодолевается путем присоединения измерительной цепи к одной обмотке, а цепи эталона — к другой обмотке, изолированной от другой. Сравнение достигается компенсацией потоков, созданных двумя обмотками.

Требования к усилению определяются как величиной мощности, необходимой для сравнения, так и величиной мощности, требуемой для действия выходного элемента. Если выходным элементом является реле, малый соленоид или подобное маломощное устройство часто можно получить требуемое усиление от одного каскада амплистата. Для приведения в действие двигателей, питания обмоток возбуждения мощных двигателей и генераторов или нагревательных устройств необходимо применять многокаскадный усилитель. Выходной каскад многокаскадного усилителя, одноктактный или двухтактный, выбирается по мощности выходного устройства. Для увеличения выход-

ного сигнала схемы сравнения до уровня, необходимого для управления мощным каскадом, перед этим каскадом должно быть включено несколько каскадов двухтактных усилителей.

Скорость действия измерительного, сравнивающего и усилительного элементов является очень важной характеристикой. Подробный анализ критерия устойчивости замкнутой системы здесь не приведен. Его можно найти в [27.2], [27.3]. Однако следует иметь в виду, что у большинства магнитных усилителей имеется время запаздывания, которое должно учитываться при расчете всей системы.

Если по условиям устойчивости требуется более быстрое действие магнитный усилитель, то это часто можно обеспечить в данной системе увеличением числа каскадов усиления и ускорением действия системы в целом. Эти результаты зависят от возможности уменьшения коэффициента усиления мощности и соответствующего ускорения действия всего усилителя путем уменьшения отношения  $L/R$  обмоток управления. Последнее достигается введением в цепь управления дополнительного активного сопротивления. Отрицательная обратная связь также может улучшить динамические свойства системы.

Уменьшение времени действия возможно в пределе до 0,5 периода, поэтому уменьшение  $L/R$  указанным выше способом не всегда дает положительные результаты. Если получен полный фазовый сдвиг, то максимальные возможности, с точки зрения устойчивости, достигаются без введения дополнительных каскадов. Однако из этого правила есть и исключения. Можно сделать сдвиг по фазе пульсации между каскадами и увеличить усиление на каскад. Это явление объясняется изменением относительного влияния переменных составляющих сигнала на величину угла насыщения [26.5].

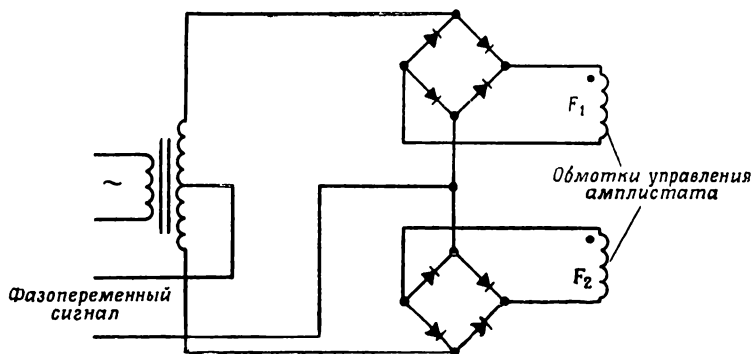
Магнитные усилители могут быть использованы в сравнивающих и усиливающих элементах. В системах регулирования, которые были описаны в последних параграфах гл. 26, магнитные усилители используются в схеме сравнения. Функции усиления могут выполнять несколько типов сервоусилителей. Типичным примером такого усилителя является многокаскадный амплистат или модулятор на четных гармониках с электронным усилителем.

### § 3. Усилители следящих систем

Для усиления фазопеременного сигнала переменного тока от сельсина или трансформатора с переменным коэффициентом трансформации имеется несколько вариантов схем. Можно преобразовать сигнал в постоянный ток изменяющейся полярности и использовать соответствующие магнитные усилители, а можно оставить сигнал переменным, но применить более удобные усилители на кристаллических триодах или электронных лампах с емкостной или трансформаторной связью между каскадами.

Второй вариант обычно более удобен, если выходная мощность усилителя невысока. Если серводвигатель сравнительно мощный (около 10 *вт*), следует отдать предпочтение магнитному усилителю.

Магнитный дискриминатор, описанный в гл. 26, § 12 и изображенный на фиг. 308, является удобным устройством для преобразования сигнала переменного тока в сигнал постоянного тока. Кроме того, дискриминатор дает некоторое усиление и тем самым уменьшает полное число каскадов усиления. Недостатком этого типа дискриминатора является его чрезмерная чувствительность к большим



Фиг. 314. Фазочувствительная схема (дискриминатор) на трансформаторе и выпрямителях.

сигналам, сдвинутым по фазе. Дискриминатор по схеме фиг. 314 не имеет этого недостатка, однако он вызывает уменьшение мощности сигнала, в результате чего может потребоваться большее усиление в последующей цепи усилителя.

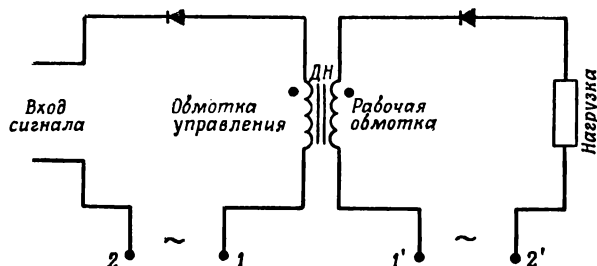
Хотя схема фиг. 314 и требует дополнительного оборудования, она проще и хорошо работает в магнитных усилителях. Действие дискриминатора заключается в векторном сложении и вычитании переменных напряжений от каждой половины схемы. Если сигнал переменного тока равен нулю, выходное напряжение одного моста выпрямителей равно выходному напряжению другого. С появлением сигнала одно напряжение увеличивается, а другое уменьшается. При изменении фазы сигнала на  $180^\circ$  все происходит в обратном направлении. Две обмотки управления амплитастов соединяются так, чтобы их потоки компенсировались. При условии отсутствия сигнала результирующий поток будет равен нулю.

Для усиления сигнала переменного тока без дискриминатора можно использовать несколько схем. Для этой цели можно применить некоторые обычные схемы амплитастов, если сделать достаточно высоким сопротивление цепи управления  $R_T/\omega_T^2$  для того, чтобы скорость действия приближалась к половине периода частоты питания.



Сигнал переменного тока подается непосредственно в обмотку управления. Выходной сигнал этого каскада будет содержать составляющую основной частоты, которая может или усиливаться последующими каскадами, или непосредственно питать обмотки возбуждения серводвигателей переменного тока [26.4].

Схемы, разработанные в Морской научно-исследовательской лаборатории (NRL) [27.4], также удобны в качестве усилителей следящих систем. Эти схемы, принцип действия которых может быть объяснен по элементарной схеме фиг. 315, имеют постоянную времени в 0,5 периода частоты питания. Поэтому они пригодны для прямого усиления сигналов переменного тока от сельсинов [27.14], [27.15], [27.16], [27.24]. Сельсин или другой источник сигнала должен в этом случае пропускать ток возбуждения сердечников. В течение одной половины периода переменное напряжение

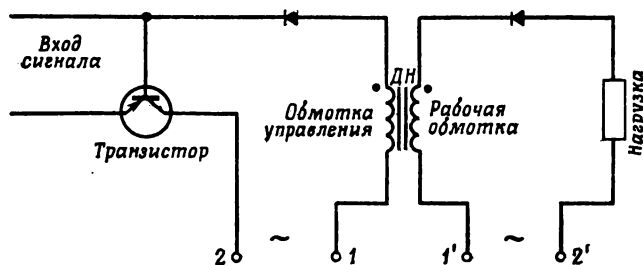


Фиг. 315. Магнитный усилитель с одним сердечником.

питания насыщает сердечник в положительном направлении, и ток нагрузки протекает. В течение следующего полупериода цепь управления выводит сердечник из состояния положительного насыщения и устанавливает величину потока, определенную интегралом от напряжения сигнала по времени. Этот тип схемы, имеющий выпрямители во входной цепи, имеет большой дрейф нуля. Поэтому такую схему трудно применять для устройств с низким порогом чувствительности, и она находит применение там, где имеется относительно высокая мощность сигнала.

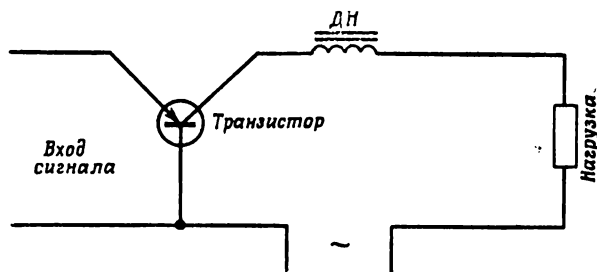
Так как большинство входных устройств, управляющих усилителями следящих систем, работают с большей точностью, когда они включены на высокое сопротивление, то часто желательно в качестве входных каскадов перед магнитными усилителями применять вакуумные лампы или транзисторы. Типовая схема представлена на фиг. 316. Эта схема подобна фиг. 315, в которой напряжение управления определяется транзистором на входе. В течение установочного полупериода изменение сопротивления транзистора будет вызывать изменение величины напряжения, необходимое для установки определенного уровня потока в сердечнике. Следовательно, изменение сопротивления транзистора определяет выходной ток усилителя посред-

ством управления величиной потока [27.5]. Схема обеспечивает сравнительно большое усиление мощности при постоянной времени в пределах одного периода. На фиг. 316 показана схема, в которой установочное действие цепи нагрузки определяется действующим сопротивлением кристаллического триода [27.6], [27.22]. Этот транзистор играет двойную роль, поскольку он служит



Фиг. 316. Амплистат, управляемый транзистором. 1, 1' и 2, 2' имеют одинаковую полярность.

выпрямителем в выходной цепи, а также управляет состоянием сердечника. Полупроводниковый триод действует подобно выпрямителю с управляемым обратным сопротивлением. Последняя схема

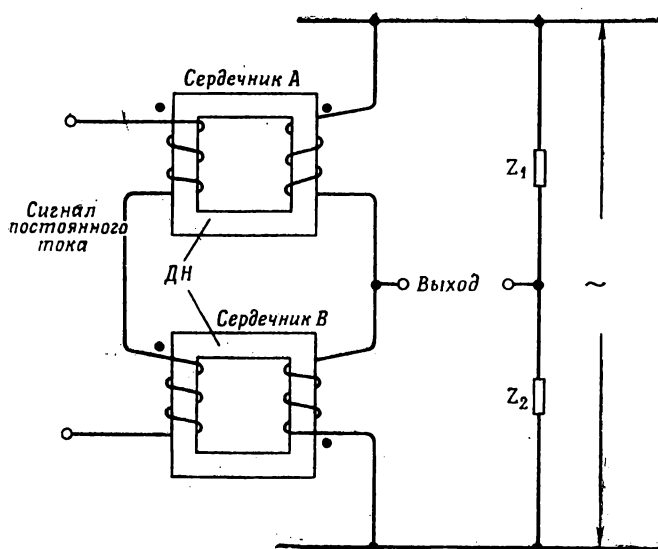


Фиг. 317. Однообмоточный амплистат, управляемый транзистором.

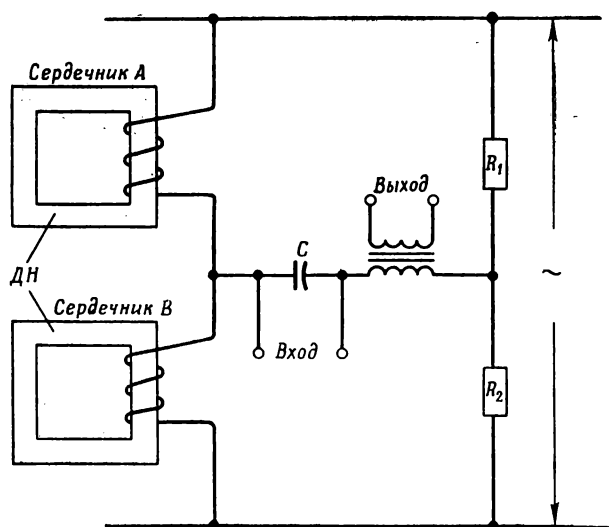
тоже дает большое усиление и имеет постоянную времени порядка одного периода. Ее применение пока возможно только для мало-мощных устройств, что определяется малой мощностью современных транзисторов.

#### § 4. Усилитель напряжения на вторых гармониках

Метод получения и использования вторых гармоник был описан в гл. 24, § 13. Другой метод, использующий мостовую схему, рассматривается в настоящем параграфе. Схема показана на фиг. 318.



Ф и г. 318. Модулятор на четных гармониках.



Ф и г. 319. Однообмоточный модулятор на четных гармониках.

Если схема симметрична (т. е.  $Z_1 = Z_2$ , сердечники  $A$  и  $B$  идентичны и имеют одинаковые обмотки), при нулевом сигнале постоянного тока на выходе также будет нуль. Предположим, что переменное напряжение питания выбрано так, что оба сердечника насыщаются за период переменного тока. При приложении сигнала постоянного тока баланс схемы нарушается, и сердечник  $A$  может насыщаться раньше, чем сердечник  $B$ . Напряжение выхода будет появляться в течение промежутка времени между насыщением одного и другого сердечников. В течение следующего полупериода напряжения питания сердечник  $B$  насыщается раньше, чем сердечник  $A$ , и в этом интервале появляется выходное напряжение. Оба импульса выходного напряжения за период имеют одинаковую полярность относительно выходных зажимов, поэтому на выходе действует напряжение удвоенной частоты (вторые гармоники). При изменении знака сигнала постоянного тока фаза составляющей вторых гармоник изменяется на  $180^\circ$ .

Другая типовая схема изображена на фиг. 319. Работа этой схемы подобна работе схемы фиг. 318, за исключением того, что сигнал постоянного тока теперь протекает по обмоткам переменного тока. Выходная цепь должна быть изменена так, чтобы предотвратить протекание постоянного тока сигнала. Для протекания второй гармоники выходного тока из цепи сигнала на входе включается конденсатор. Другие варианты подобных устройств описаны в [27.17] и [27.18].

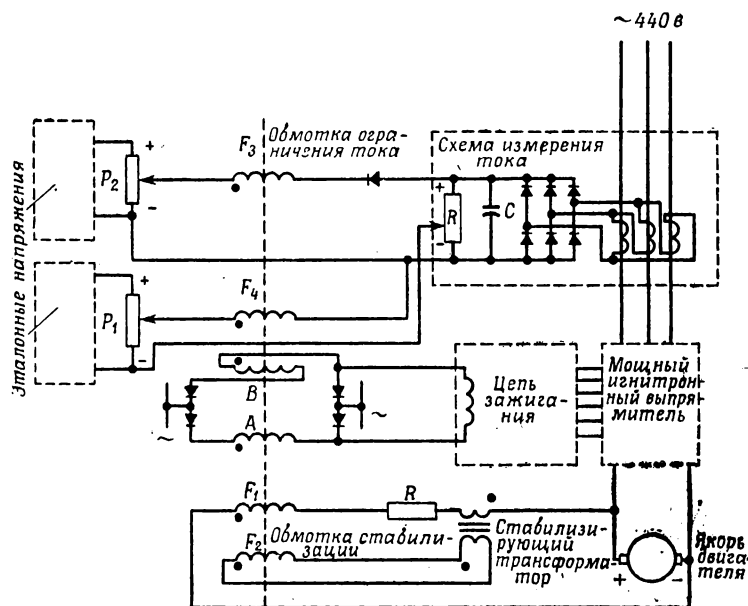
### § 5. Управление игнитронным выпрямителем

Для больших игнитронных выпрямителей, таких, как выпрямители для двигателей постоянного тока на металлургических заводах, требуется быстродействующая и точная система управления. Кроме своей главной функции регулирования выходного напряжения выпрямителя, регулирующая система должна посредством ограничения тока выполнять также функции компенсатора падения напряжения  $IR$  и стабилизирующего устройства.

Схема, изображенная на фиг. 320, является типовой схемой управления с амплистатами для мощного игнитронного выпрямителя. Четыре изолированные обмотки управления  $F_1$ ,  $F_2$ ,  $F_3$  и  $F_4$  обеспечивают управление цепью зажигания выпрямителя. При изменении постоянного тока выхода амплистата угол зажигания игнитронов изменяется. Потенциометр установки скорости  $P_1$  подает напряжение к задающей обмотке  $F_4$ , которая устанавливает определенный поток управления в амплистате. Обмотка напряжения  $F_1$  устанавливает поток, пропорциональный напряжению якоря двигателя. Разность между этими потоками определяет рабочую точку амплистата.

Для улучшения стабильности работы обмотка  $F_2$  подключается к стабилизирующему трансформатору. Это уменьшает усиление си-

стемы во время переходного процесса. Во время установившегося режима обмотка  $F_2$  не оказывает заметного влияния. Четвертая обмотка  $F_3$  включается в ограничивающую цепь последовательно с селеновым выпрямителем. Постоянное напряжение, пропорциональное току питания, направлено встречно фиксированному постоянному напряжению. Пока питающий ток мал, заданное постоянное напряжение блокирует селеновый выпрямитель и препятствует протеканию тока по токоограничивающей обмотке. Когда питающий ток становится большим, селеновый выпрямитель будет проводить, и обмотка  $F_3$  будет создавать поток, компенсирующий заданный, тем самым уменьшая выходное напряжение мощного выпрямителя. Подобное действие схемы обеспечивает конечное значение тока питания.

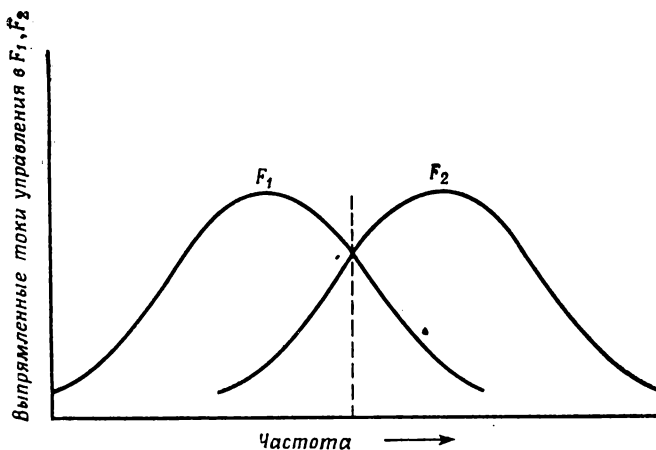
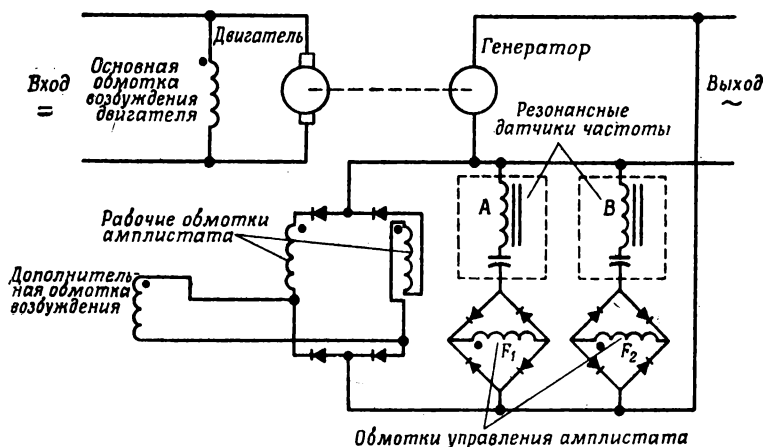


Фиг. 320. Управление ignитронным выпрямителем при помощи амплитаста.

Задающая обмотка  $F_4$  включается в цепь измерения тока таким образом, чтобы компенсировать падение напряжения  $IR$ . Так как напряжение, создаваемое ignитронным выпрямителем на якоре двигателя, равно сумме противоэлектродвижущей силы и падения напряжения  $IR$  на якоре, то выпрямитель не мог бы обеспечить точного управления скоростью двигателя, если бы не была введена компенсация  $IR$ . Компенсация падения напряжения  $IR$ , обусловленная постоянным током якоря, осуществляется с помощью трансформаторов тока и оборудования, показанного на фиг. 320.

### § 6. Системы регулирования частоты

Системы с магнитными усилителями, используемые для управления частотой генератора или скоростью первичного двигателя (с тахометрическим генератором переменного тока), обычно объединяют в себе функции измерения и сравнения. Многие системы



Ф и г. 321. Резонансная система управления частотой.

управления частотой основаны на использовании характеристик емкостей или дросселей, или обоих этих элементов для получения сигнала рассогласования. В одной системе для получения сигнала рассогласования сравниваются характеристики линейного и насыщенного

дросселей, но система этого типа чувствительна к колебаниям напряжения, что затрудняет ее использование.

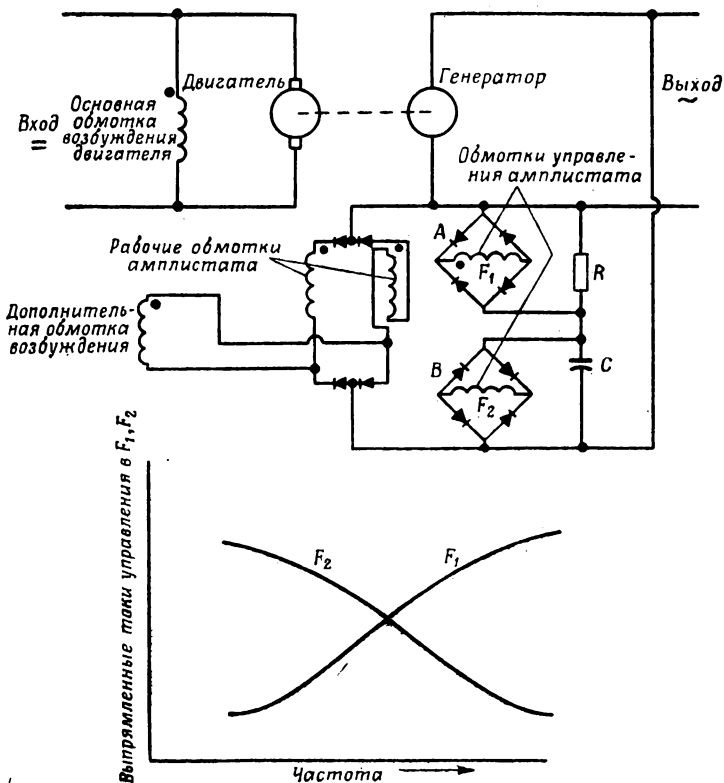
При использовании дросселей и конденсаторов для измерения и сравнения эти элементы соединяются в резонансные контуры. Такие цепи обычно обеспечивают большой сигнал рассогласования при малом изменении частоты, поэтому не требуется большого коэффициента усиления остальной цепи. Особенно важной является возможность в этом случае отказаться от одного или нескольких каскадов усиления.

Если система регулирования частоты должна в широком диапазоне изменения температуры окружающей среды сохранять способность точно регулировать частоту, то характеристики элементов, измеряющих частоту, должны быть стабильными при изменении температуры. Поэтому иногда приходится отказываться от дросселей со стальным сердечником. В условиях изменяющейся температуры точность сигнала рассогласования лучше обеспечивают контуры  $RC$ . Резонансная схема управления частотой изображена на фиг. 321, с контуром  $RC$  — на фиг. 322.

Резонансная система управления частотой содержит два контура с резонансом напряжений, которые питают обмотки управления  $F_1$  и  $F_2$  амплистата. Контуры настроены так, что контур  $A$  имеет меньшую резонансную частоту, чем контур  $B$ . При некоторой частоте, лежащей между резонансными частотами контуров, токи обеих обмоток управления равны. Так как обмотки управления имеют одинаковое число витков и включены встречно, то результирующая м. д. с. будет равна нулю. Если выходная частота увеличивается, то контур  $B$  будет создавать больший ток; появившаяся результирующая м. д. с. будет изменять выходную мощность амплистата и поле возбуждения двигателя. Это изменяющееся поле будет замедлять вращение двигателя и заставит систему вернуться к состоянию равновесия. Если усиление системы управления велико, то могут понадобиться некоторые меры стабилизации. Одним из возможных способов стабилизации является введение отрицательной обратной связи по напряжению с помощью дополнительной обмотки возбуждения двигателя, которая соединена через конденсатор с другой обмоткой управления амплистата. Другим стабилизирующим устройством может быть короткозамкнутая обмотка управления дросселя насыщения. Оба эти устройства будут замедлять действие амплистата и уменьшать его усиление в переходном процессе.

В системе управления частотой (фиг. 322) измерение частоты производится с помощью контура  $RC$  из последовательно соединенных активного сопротивления и емкости. Только при определенной частоте падение напряжения на активном сопротивлении равняется напряжению на емкости. Мосты выпрямителей и обмотки управления включены параллельно  $R$  и  $C$ , как видно из фиг. 322. Обмотки управления  $F_1$  и  $F_2$ , включенные встречно, создают требуемый сигнал

рассогласования [26.6]. Такая измерительная система имеет значительно меньшее усиление, чем схема фиг. 321, и после нее



Фиг. 322. Система управления частотой с контуром  $RC$ .

необходимо применять большое число каскадов амплитатов. Проблемы стабилизации в последней системе те же, что и в резонансной схеме; стабилизирующие устройства могут быть такими же.

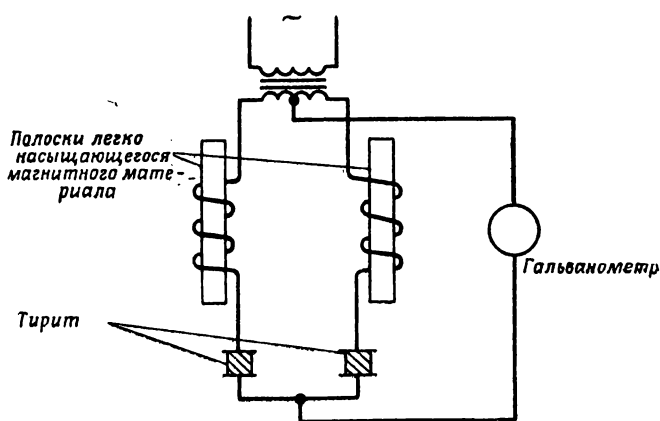
## § 7. Датчики магнитного поля

Работа систем управления частотой, описанных в предыдущем параграфе, основана на алгебраическом суммировании потоков, создаваемых двумя обмотками управления. В магнитных усилителях применены замкнутые магнитопроводы, поэтому суммирование потоков осуществляется почти независимо от действия внешних полей. Имеется другой класс устройств, использующих принципы действия магнитных усилителей, но их действие зависит в первую очередь от внеш-



них полей. Это так называемые датчики магнитного поля. Напряжение на выходе этих устройств соответствует напряженности и направлению магнитного поля.

Простой формой такого устройства является магнитометр, показанный на фиг. 323. Симметричная цепь, состоящая из двух одинаковых катушек и двух пластин тирита, питается от вторичной обмотки трансформатора со средней точкой. Способ включения нагрузки (в данном случае состоящей из гальванометра) показан на фиг. 324. Сердечники состоят из полосок легконасыщающегося магнитного материала (такого, как муметалл). Если схема симметрична,



Ф и г. 323. Магнитометр.

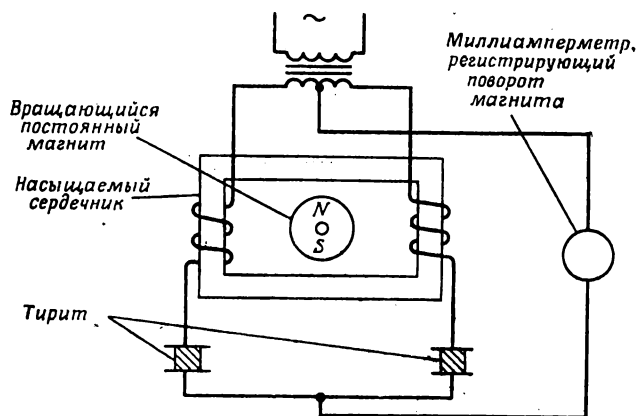
то ток в гальванометре отсутствует. При появлении внешнего магнитного поля, например, параллельного осям полосок, симметрия нарушится. Благодаря нелинейности тиритов эта асимметрия обеспечит протекание постоянного тока через гальванометр.

Сами магнитные элементы схемы не могут выпрямлять ток, но при наличии внешнего поля они будут искажать форму кривой напряжения на тирите. Тирит не выпрямляет синусоидального напряжения, так как его характеристика проводимости симметрична. Однако при искажении формы напряжения это выпрямление будет происходить, и через гальванометр потечет ток. При изменении знака внешнего поля ток в гальванометре также изменит направление.

На фиг. 324 показан указатель положения, работа которого основана на том же принципе. Применяется замкнутый насыщенный сердечник, а внешнее поле создается постоянным магнитом. Таким образом, механическая величина, вызывающая движение постоянного магнита, может быть использована для управления выходным током.

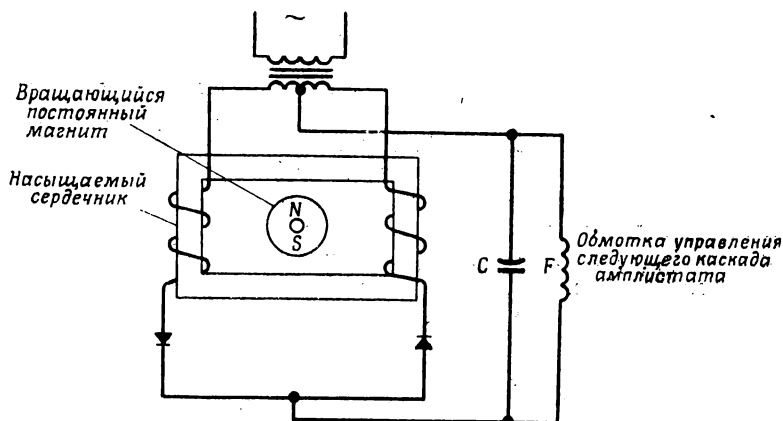
При замене тиритов полупроводниковыми выпрямителями можно получить схему, изображенную на фиг. 325, подобную схеме фиг. 298

Эта схема удобна для тех устройств, где в качестве датчиков положения не могут быть применены потенциометры. Поскольку связь между механическим входом и электрической цепью осуществляется



Фиг. 324. Индикатор положения с тиритами.

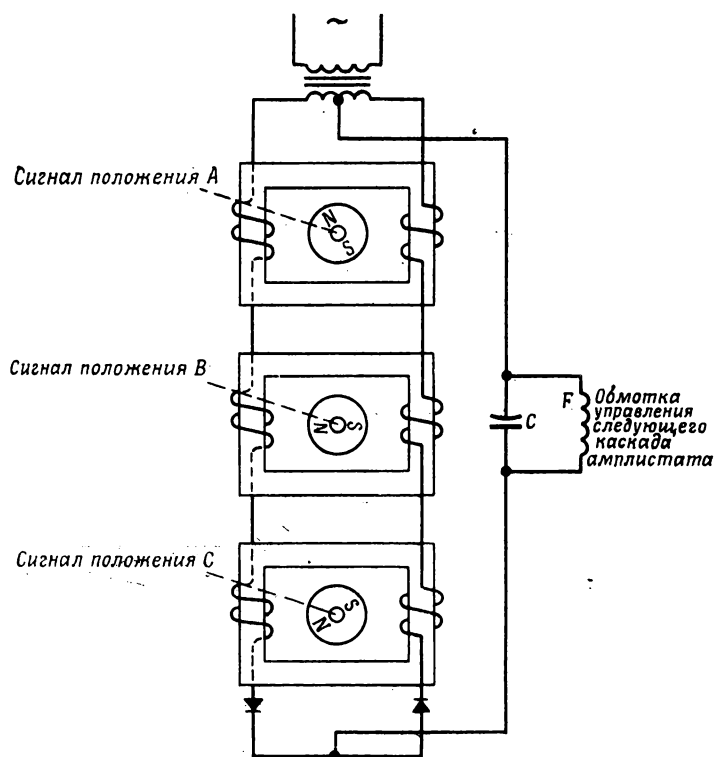
только через магнитный поток, механический износ может быть сведен к незначительному износу подшипников или других опор у магнита.



Фиг. 325. Индикатор положения с выпрямителями.

Несколько подобных элементов можно комплектовать в схему, изображенную на фиг. 326. В этом случае изменение напряжения,

вызванное поворотом одного магнита на малый угол, может быть компенсировано поворотом другого магнита в обратном направлении. Так как каждый магнит при полном повороте создает выходной сигнал приблизительно синусоидальной формы, то рабочая часть характеристики прибора с несколькими элементами будет ограничена линейной областью вблизи нулевого значения выходного сигнала.

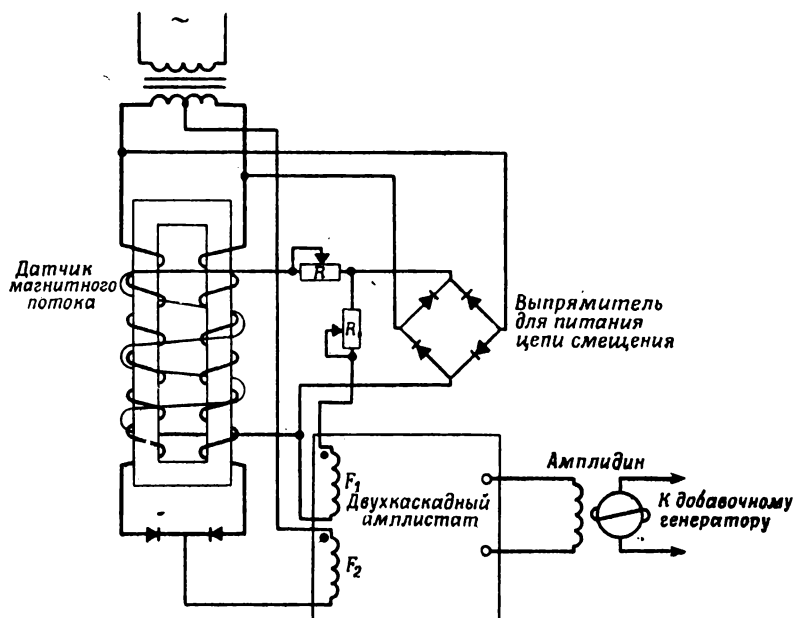


Фиг. 326. Индикатор положения с несколькими сигналами на входе.

Другим применением датчика магнитного поля является замкнутая система управления, показанная на фиг. 327. В схеме используется датчик магнитного потока, постоянный поток сердечника которого замыкается в основном в воздухе. При приближении к датчику тела из магнитного материала относительно больших размеров постоянный поток в датчике изменяется. В результате возникает управляющий сигнал. Управляющий сигнал может быть использован, например, для регулирования натяжения стальной ленты в линии декапирования металлургического завода. Датчик магнитного потока

помещается на дне бака декапирования; система управляет глубиной погружения стальной полосы.

Датчик состоит из одного магнитного сердечника, имеющего форму длинного тонкого прямоугольника. Обмотки переменного тока намотаны на обеих длинных сторонах сердечника, а обмотка смещения, называемая поляризующей обмоткой, намотана вокруг всего сердечника. Поляризующая обмотка не охватывает сердечник. Она создает поток, который в основном проходит в воздухе, а именно выходит



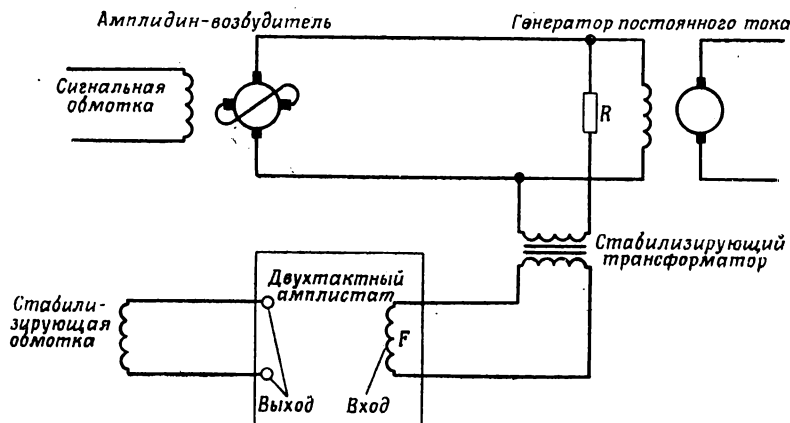
Фиг. 327. Замкнутая система управления.

из одного конца сердечника, проходит через окружающее пространство и возвращается в другой конец сердечника. Другими словами, устройство похоже на обычный дифференциальный амплистат (гл. 15, § 12). Когда стальная полоса подходит к датчику, поток, создаваемый поляризующей обмоткой, увеличивается, и выходной ток в  $F_2$  соответствующим образом изменяется. Выходной ток в  $F_1$  сравнивается с заданным током, и их разность усиливается. Схема усилителя состоит из двух каскадов амплистатов, амплидина и генератора постоянного тока. Генератор управляет напряжением, подаваемым к двигателю ролика, и тем самым регулирует натяжение полосы так, чтобы сохранять требуемое расстояние между лентой и датчиком.

### § 8. Стабилизирующие схемы

Замкнутые системы управления часто требуют применения специальных стабилизирующих устройств для того, чтобы избежать появления колебаний или неустойчивой работы. Такими устройствами обычно служат электрические фильтры, выделяющие высокочастотные составляющие сигнала, которые должны быть скорректированы по частоте или ослаблены по сравнению с составляющими более низких частот. Чтобы обеспечить требуемую стабилизацию, стабилизирующие схемы создают опережение или отставание сигнала по фазе.

Магнитные усилители нашли применение в стабилизирующих схемах, так как они позволяют увеличить уровень мощности стабилизирующего сигнала после фильтра. Схема подобного устройства приведена на фиг. 328. В этом случае фильтр содержит стабилизирующий

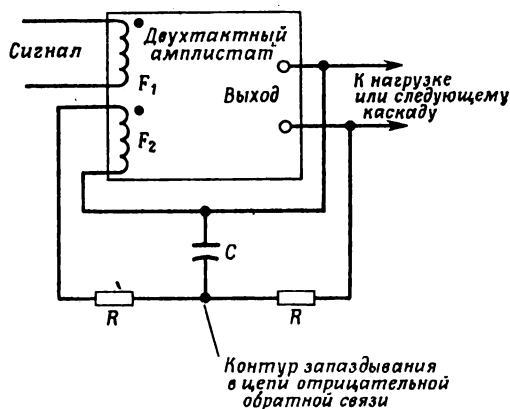


Фиг. 328. Усиление стабилизирующего сигнала.

трансформатор, который предназначен для того, чтобы давать на выходе напряжение, пропорциональное скорости изменения входного напряжения. Выход стабилизирующего трансформатора усиливается двухтактным амплистатом (фиг. 311) и подается в демфирующую цепь амплидина для создания необходимой стабилизации. Следует отметить, что в данной стабилизирующей схеме может быть применен значительно меньший стабилизирующий трансформатор, чем тот, который мог бы потребоваться в другой схеме.

Если главная усиливающая цепь замкнутой системы управления состоит из одного или нескольких каскадов амплистатов, их характеристики иногда усложняют применение стабилизирующих устройств. Основная трудность обусловлена наличием составляющей переменного тока или пульсацией выходного тока. Иногда схема опережения

может корректировать пульсации по частоте так, что это может вызвать неправильное действие следующего каскада. Улучшенным методом создания опережающего сигнала является введение элемента запаздывания в цепь отрицательной обратной связи каскада, как показано на фиг. 329. Так как пульсации переменного тока подаются в контуре запаздывания, то они не будут заметно влиять



Фиг. 329. Схема контура опережения.

на вход амплистата, к которому присоединена схема. Усиление каскада в установившемся режиме с помощью этой обратной связи [27.8] уменьшается.

Интересно отметить, что отставание по фазе обеспечивается подобной же цепью, когда она включена для создания положительной обратной связи. В этом случае, конечно, усиление каскада в установившемся режиме будет больше, чем в самом каскаде.

## § 9. Запоминающие устройства

Имеется ряд элементов, очень похожих на магнитные усилители, которые находят применение в качестве триггеров или элементов с двумя устойчивыми состояниями в счетнорешающих устройствах и системах управления [27.9], [27.10]. Устройства на магнитных усилителях имеют два определенных преимущества для такого применения. Во-первых, они имеют очень высокую надежность; во-вторых, можно спроектировать несколько типов элементов, обладающих свойством „запоминания мощности“. Другими словами, запоминание выходного состояния сохраняется даже в том случае, когда происходит перерыв в подаче мощности к устройству.

Любой усилитель постоянного тока, который насыщается и позволяет применять положительную обратную связь, может быть использован как элемент с двумя стабильными состояниями. Из-за легкости,

с которой может быть введена обратная связь, магнитные усилители очень удобны для этого вида устройств. Любая из схем магнитных усилителей может быть применена в качестве элемента с двумя устойчивыми состояниями посредством введения обычной добавочной обратной связи по току или напряжению.

Амплистаты, работающие в релейном режиме (гл. 25, § 2), являются одним из видов запоминающих элементов. Если вместо двух отдельных сердечников в усилителе применен трехстержневой сердечник, то остаточный постоянный поток определенной величины будет оставаться в среднем стержне. Этот остаточный поток можно использовать для создания релейного режима амплистата запоминающей ячейки.

Амплистаты, используемые для запоминающих ячеек, дают большие выходные мощности, но они сравнительно сложны, так как для каждого разряда информации, запоминаемого одновременно, требуется отдельный каскад амплистата. Более простой тип магнитной запоминающей ячейки выполняется всего с одним сердечником для каждого разряда информации. Такой элемент, известный под названием „пассивной“ магнитной запоминающей ячейки, имеет магнитный сердечник, сохраняющий положительное или отрицательное остаточное намагничивание, созданное при помощи обмоток управления. Ряд таких ячеек можно объединить для создания устройства последовательного накопления сигналов (регистры) [27. 11], [27. 12] или матричного запоминающего устройства [27. 13]

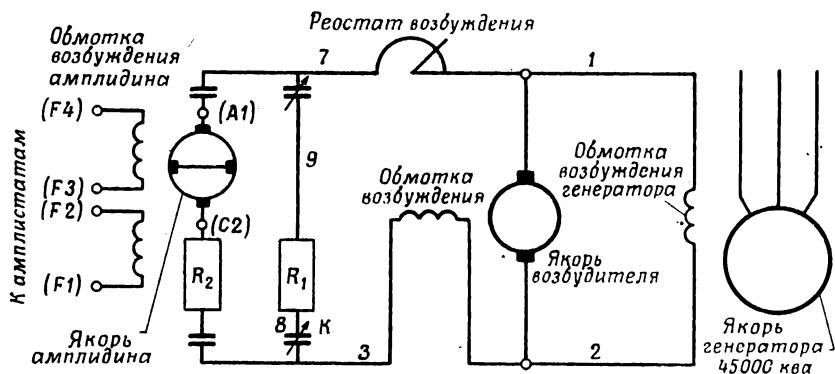
Другим применением магнитных запоминающих устройств являются счетчики импульсов или времени (хронизаторы) [27. 23]. В этом случае импульсы измеряемой величины используются для постепенного изменения потока в сердечнике. После ряда импульсов сердечник насыщается. Насыщение легко определяется, и тем самым дается сообщение о том, что получено определенное число импульсов или что прошел определенный интервал времени.

## РЕГУЛЯТОРЫ НАПЯЖЕНИЯ ГЕНЕРАТОРОВ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

### § 1. Регулятор напряжения генератора с двухкаскадным магнитным усилителем, амплидином и возбудителем [28.1], [28.2]

Основным назначением регулятора напряжения генератора переменного тока является обеспечение постоянства величины напряжения на зажимах генератора при нормальных колебаниях нагрузки. К регулятору предъявляются также следующие требования:

1. Высокое быстродействие для сохранения устойчивой параллельной работы энергосистемы при коротких замыканиях.



Фиг. 330. Схема регулятора напряжения с амплидином.

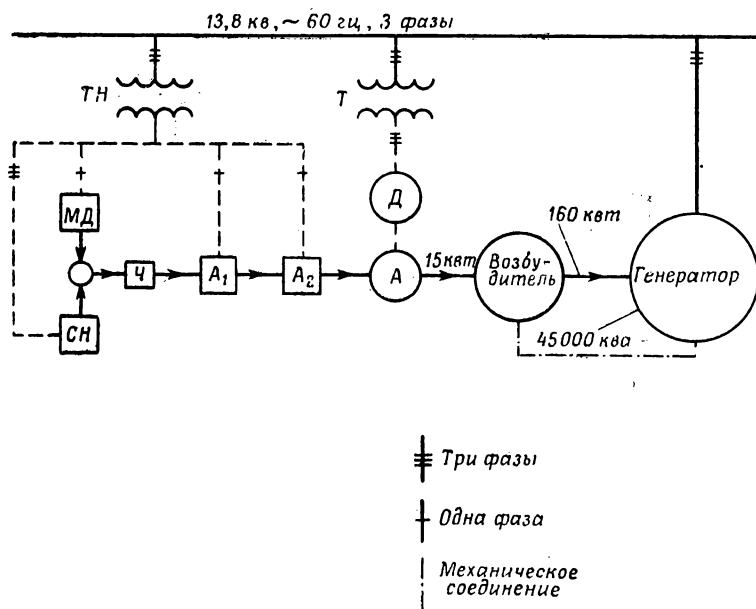
2. Способность к действию при питании от напряжения управляемого им генератора.

3. Способность правильно действовать при значительных колебаниях напряжения и частоты, которые могут иметь место в условиях повреждений в системе.

Генераторы мощностью до 10 000 ква возбуждаются возбудителями, помещенными на их валу, мощностью 100 квт и больше (фиг. 330). При ручном управлении контакты контактора *К* находятся в положении, показанном на фиг. 330, и управление напряжением осуществляется посредством реостата возбуждения. При действии



регулятора напряжения контактор  $K$  включает последовательно с обмоткой возбуждения якорь амплидина. Амплидин [28.3] представляет собой генератор постоянного тока, отличающийся очень низким уровнем мощности управления и высоким быстродействием. Путем автоматического изменения амплитуды и полярности напряжения якоря амплидина регулируется напряжение возбудителя и в конечном счете напряжение генератора.



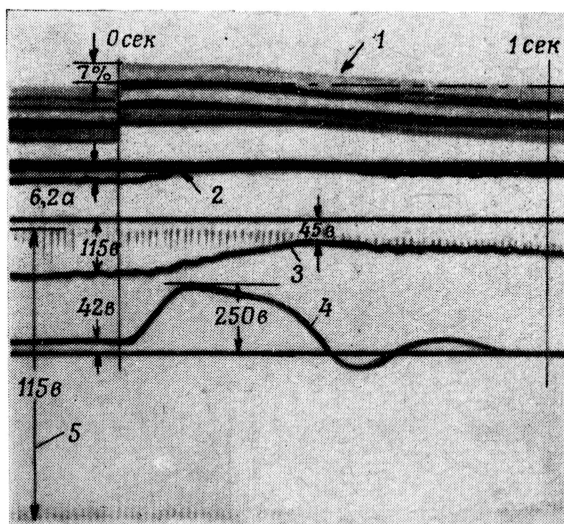
Фиг. 331. Структурная схема регулятора напряжения генератора.

$A$  — амплидин;  $A_1$  — амплистат первого каскада;  $A_2$  — амплистат второго каскада;  $T$  — вспомогательный трансформатор;  $CH$  — элемент, суммирующий напряжения на зажимах генератора и задающий величину напряжения;  $D$  — двигатель амплидина;  $MD$  — магнитный стабилизатор;  $TН$  — трансформатор напряжения;  $Ч$  — элемент регулирования чувствительности. Стабилизирующие устройства не показаны.

Для получения управляющего сигнала напряжение на зажимах генератора сравнивается с некоторым заданным напряжением. Задающий элемент состоит в основном из однофазного дросселя насыщения с последовательным соединением рабочих обмоток, который насыщается встроенным постоянным магнитом (гл. 24, § 15). Это устройство называется магнитным стабилизатором тока и обозначается на фиг. 331 через  $MD$ . Магнитный стабилизатор характеризуется выходным током, который в определенном диапазоне мало зависит от напряжения, частоты и сопротивления нагрузки, включенной во вторичную обмотку трансформатора.

Выпрямленный выход магнитного стабилизатора сравнивается с выходом усредняющей цепи  $CH$ , которым является постоянный ток, пропорциональный среднему значению трех напряжений на зажимах генератора. Разность этих токов называется сигналом рассогласования и используется для управления амплидином  $A$ .

Для того чтобы получить необходимую скорость действия амплидина, в управляющей обмотке требуется мощность порядка 60 *вт*. Так как мощность сигнала рассогласования не превышает нескольких



Ф и г. 332. Осциллограмма переходного процесса генератора мощностью 45 000 *кв*а при наличии регулятора напряжения.

1 — напряжение рассогласования; 2 — ток возбудителя; 3 — напряжение на якоре возбудителя; 4 — напряжение якоря амплидина; 5 — напряжение на зажимах генератора.

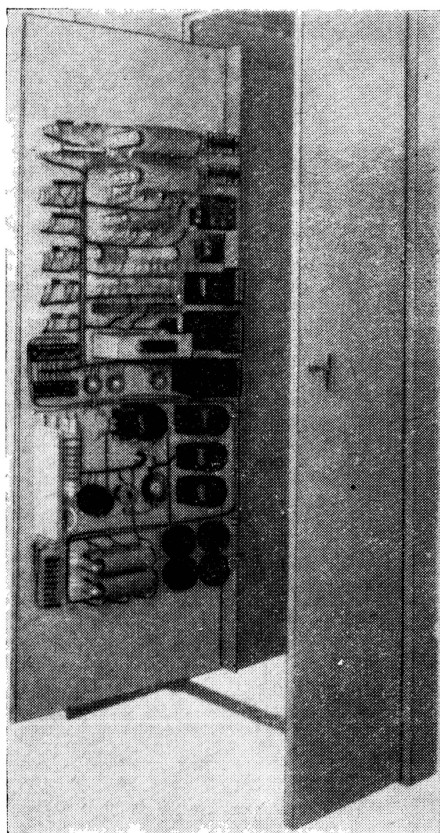
милливатт, то требуется усиление мощности сигнала, подаваемой в обмотку управления амплидина. Требуемое усиление мощности осуществляется амплистатами. Вследствие необходимости сравнительно большого усиления мощности для получения требуемой скорости действия применяют два каскада амплистатов  $A_1$  и  $A_2$  (фиг. 331). Регулирование коэффициента усиления схемы, т. е. управление чувствительностью, производится с помощью специального элемента  $Ч$ .

В обоих каскадах применены двухтактные амплистаты для того, чтобы: 1) получать выходное напряжение якоря амплидина разных знаков; 2) сделать амплистат нечувствительным к колебаниям напря-

жения питания и уменьшить влияние изменения частоты; 3) улучшить линейность зависимости между выходной и входной величинами.

Часто требуется, чтобы изменение напряжения на зажимах генератора при установившемся режиме не превышало  $\pm 0,5\%$ , но в действительности система регулирования обеспечивает значительно меньшее изменение. Осциллограмма переходного процесса при работе регулятора напряжения генератора мощностью 45 000 ква показана на фиг. 332. Напряжение якоря амплитудина начинает изменяться через 25 миллисекунд после скачкообразного изменения напряжения на  $7\%$ . Оно достигает своего максимума через 0,14 сек., а возбуждающее напряжение падает со 115 до 45 в за 0,52 сек. За 1 сек. изменение напряжения уменьшается до нуля. Учитывая сравнительно большую постоянную времени генератора — 5 сек., можно считать время действия системы регулирования незначительным.

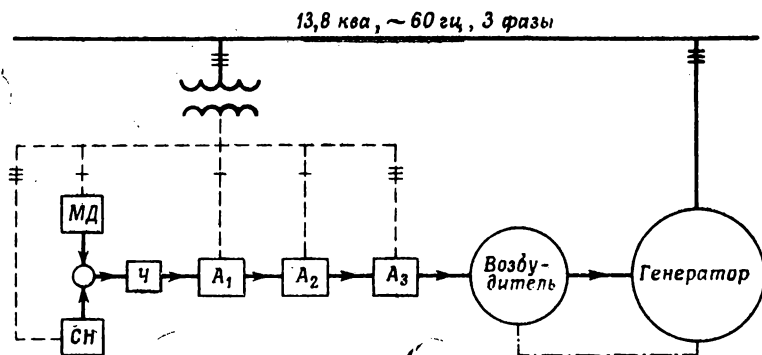
Регулятор напряжения смонтирован на панели, как показано на фиг. 333. Элементы, размещенные на верхней части панели, относятся к регулятору напряжения. Остальные элементы относятся к ограничителю тока возбуждения, функцией которого является предотвращение уменьшения тока возбуждения генератора ниже величины, при которой может произойти выпадение из синхронизма. Магнитный стабилизатор напряжения расположен в центре панели. Непосредственно над стабилизатором напряжения помещаются три ДН, два из которых применены в первом каскаде двухтактного амплитаста  $A_1$ , а третий — в амплитасте ограничителя возбуждения. Дроссели насыщения второго каскада двухтактного усилителя  $A_2$  находятся справа от первого каскада. В цепях нагрузки и цепях смещения амплитастов применены селеновые выпрямители.



Фиг. 333. Вид задней стенки панели с элементами регулятора возбуждения и устройством ограничителя возбуждения.

## § 2. Регулятор напряжения генератора с трехкаскадным магнитным усилителем и возбудителем

Требования, предъявляемые к регулятору напряжения генератора с трехкаскадным магнитным усилителем, подобны требованиям к регулятору с двухкаскадным магнитным усилителем и амплидином. Усиление мощности, ранее создаваемое амплидином, теперь осуществляется третьим каскадом магнитного усилителя, и поэтому система содержит всего две вращающиеся машины, а именно генератор и возбудитель.



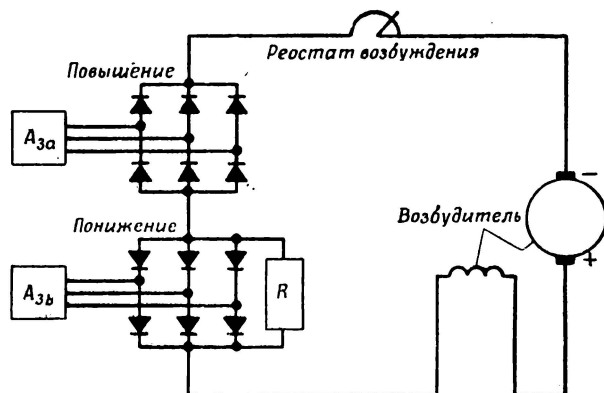
Ф и г. 334. Структурная схема регулятора напряжения генератора.

$A_1$  — первый каскад магнитного усилителя;  $A_2$  — второй каскад;  $A_3$  — третий каскад;  
 СН — суммирующий и задающий элемент; МД — магнитный стабилизатор напряжения; Ч — элемент регулирования чувствительности.

Структурная схема всей цепи показана на фиг. 334. Как и в схеме, описанной в § 1, выходной сигнал магнитного стабилизатора МД сравнивается с выходным сигналом трехфазной суммирующей цепи СН, а величина их разности, или сигнал рассогласования, регулируется элементом Ч. Уровень мощности сигнала рассогласования увеличивается путем введения двух каскадов однофазных двухтактных магнитных усилителей  $A_1$  и  $A_2$ . Далее мощность увеличивается третьим каскадом — трехфазным магнитным усилителем  $A_3$ . Для стабильности в схему регулятора введены стабилизирующие цепи, не показанные на структурной схеме.

На выходе магнитного усилителя третьего каскада включена обмотка возбуждения возбудителя, как показано на фиг. 335. Трехфазные магнитные усилители  $A_{3a}$  и  $A_{3b}$  являются соответственно повышающим и понижающим усилителями. На стороне выпрямленного тока выпрямителей понижающего усилителя параллельно включено активное сопротивление для создания пути нормальному току возбуждения. Ручное управление обеспечивается тем же способом, что и в схеме с амплидином (фиг. 330), поэтому эта схема здесь не приводится.

Важной особенностью рассмотренной схемы является наличие только одной обмотки возбуждения у возбудителя, а также то, что регулятор может быть установлен без каких бы то ни было изменений конструкции возбудителя. Другая особенность, заслуживающая



Фиг. 335. Схема регулирования напряжения генератора посредством управления возбудителем. Элементы для повышения и понижения напряжения выполнены на магнитных усилителях.

$A_{3a}$  — повышающий магнитный усилитель;  $A_{3b}$  — понижающий магнитный усилитель.

внимания, заключается в том, что не требуются внешний источник питания или вращающиеся машины.

Колебания напряжения на зажимах генератора в установившемся режиме не должны превышать  $\pm 0,5\%$ , что практически вполне обеспечивается регулятором. Время действия этой регулирующей системы такое же, как и у системы, рассмотренной в предыдущем параграфе.

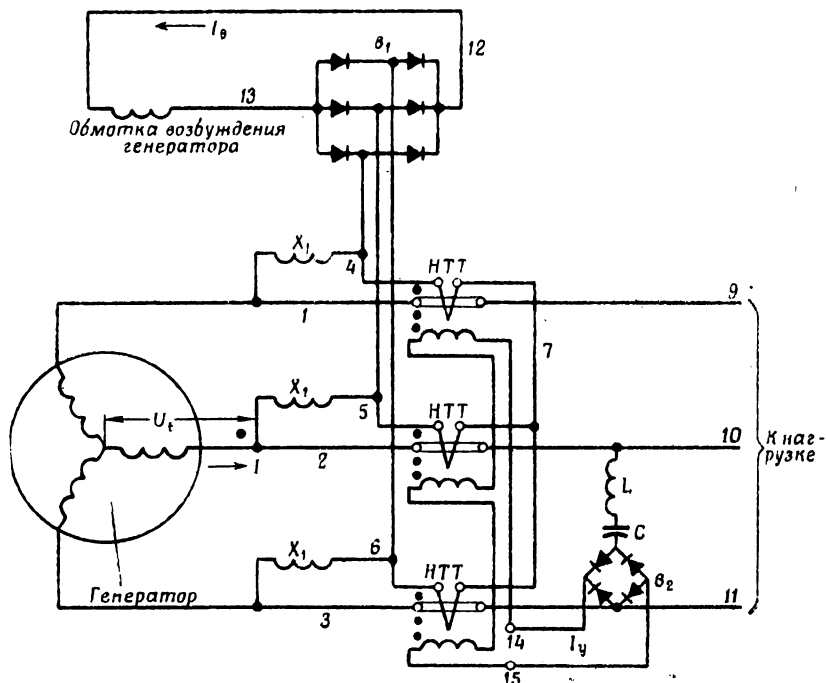
### § 3. Статический магнитный возбудитель для генераторов

Современные генераторы переменного тока для военных целей работают с увеличенной скоростью вращения, что позволяет уменьшить их вес. Большие скорости вращения приводят к значительным трудностям при выполнении коллектора вращающегося возбудителя. При скоростях от 12 000 до 24 000 об/мин проектирование вращающегося возбудителя представляет большие трудности.

Аналогично машине постоянного тока с самовозбуждением генератор тоже может сам питать свою обмотку возбуждения, делая тем самым лишним вращающийся возбудитель. Ниже описан стати-

ческий возбудитель, который обеспечивает возбуждение не только при нормальной работе, но и во время коротких замыканий генератора.

Такой статический возбудитель можно использовать для однофазных или многофазных генераторов. На фиг. 336 показана схема



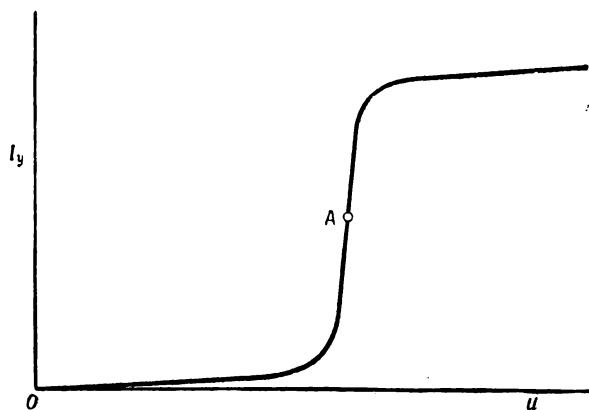
Фиг. 336. Схема статического магнитного возбудителя и регулятора напряжения трехфазного генератора.

*НТТ* — насыщающийся трансформатор тока;  $X_1$  — однофазный дроссель;  $s_1$  — трехфазный селеновый выпрямитель;  $L$  — дроссель;  $C$  — емкость;  $s_2$  — селеновый выпрямитель.

возбудителя трехфазного генератора. Основными элементами статического возбудителя являются три однофазных дросселя  $X_1$ , три насыщающихся трансформатора тока *НТТ* (гл. 9, § 6) и трехфазный мостовой выпрямитель на селеновых шайбах  $s_1$ .

Ток возбуждения складывается из двух составляющих, одна из которых пропорциональна напряжению на зажимах генератора  $U_t$ , а другая — току нагрузки  $I$ , в результате чего напряжение генератора регулируется и без регулятора напряжения [28.5]. Вследствие насыщения, наличия полюсов и изменения сопротивления цепи возбуждения в зависимости от температуры может потребоваться некоторая коррекция возбуждения, которая достигается изменением постоянного тока управления насыщающегося трансформатора тока [28.6].

Регулятор напряжения, или корректирующая цепь для подачи тока управления к насыщающемуся трансформатору тока, представляет собой нелинейный резонансный контур, также показанный на фиг. 336. Его элементами являются дроссель  $L$ , емкость  $C$  и селеновый выпрямитель  $v_2$ . Эта схема описана более подробно в гл. 29, а ее характеристика показана на фиг. 337. Ток управления  $I_y$  значительно изменяется при относительно малых изменениях напряжения генератора  $U$  при работе в нормальном режиме (точка А, фиг. 337). Действие системы заключается в том, что увеличение напряжения генератора вызывает увеличение тока управления  $I_y$ , который, в свою



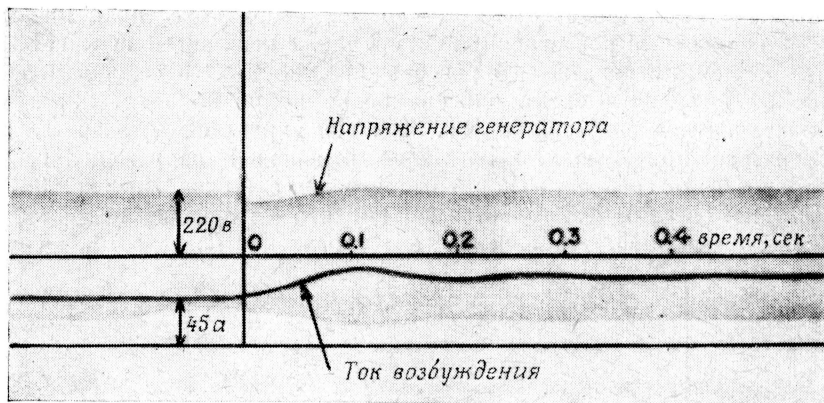
Фиг. 337. Характеристика регулятора напряжения на феррорезонансном принципе.

$U$  — входное переменное напряжение регулятора напряжения;  
 $I_y$  — выходной ток регулятора напряжения.

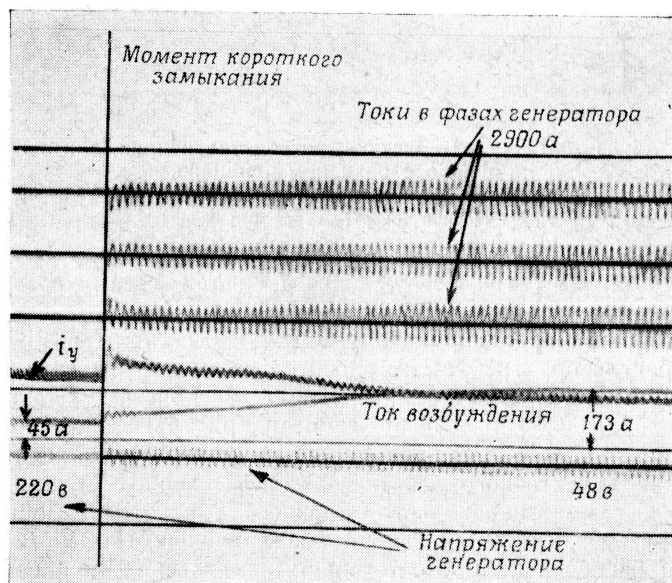
очередь, уменьшает ток возбуждения  $I_B$  и тем самым возвращает напряжение генератора к его номинальной величине.

Благодаря саморегулирующему действию системы возбуждения в схеме регулятора требуется сравнительно малое усиление и, следовательно, не нужны стабилизирующие устройства. Статический возбудитель создает поле возбуждения и при трехфазном коротком замыкании, т. е. обладает особенностью, которая необходима для обеспечения селективного действия выключателей.

Осциллограмма переходного процесса генератора мощностью 415 ква, частотой 420 гц, скоростью вращения 1800 об/мин при изменении нагрузки от 0 до половины номинальной мощности при  $\cos\varphi = 0,4$  показана на фиг. 338. Нарушение режима выравнивается за 0,25 сек., что можно считать очень быстрым для генератора такой мощности. Напряжение генератора в установившемся режиме поддерживается с точностью  $\pm 0,6\%$ . На фиг. 339 представлена осциллограмма поведения системы при трехфазном коротком замы-



Ф и г. 338. Осциллограмма скачкообразного увеличения нагрузки на 50% при  $\cos \varphi = 0,4$  трехфазного генератора мощностью 415 кВа, частотой 420 Гц.



Ф и г. 339. Осциллограмма переходного процесса в трехфазном генераторе, фиг. 338 при трехфазном коротком замыкании.



кании. Ток повреждения равен приблизительно четырехкратному нормальному току.

Элементы системы возбуждения генератора мощностью 750 ква, частотой 400 гц, скоростью вращения 24 000 об/мин приведены на фиг. 340. В верхней части кожуха помещается трехфазный трансформатор питания. Ниже трансформатора размещены три однофазных дросселя. Три остальных элемента, расположенных еще ниже, представляют собой насыщенные трансформаторы тока.

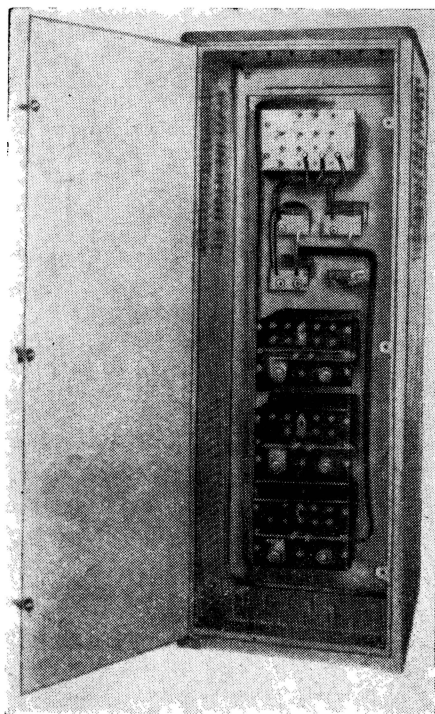
#### § 4. Статический магнитный регулятор напряжения для авиации

Регулятор напряжения для авиации обычно выполняет те же функции, что и рассмотренные выше регуляторы в стационарных установках (гл. 28, § 1, 2). При расчете регуляторов напряжения для авиации следует учитывать кратковременность их работы [28.6]. Регулятор должен действовать в системе с параллельно работающими генераторами или в системе с генераторами, частоты которых могут отличаться в 2 раза.

К регулятору напряжения для авиации предъявляются следующие требования:

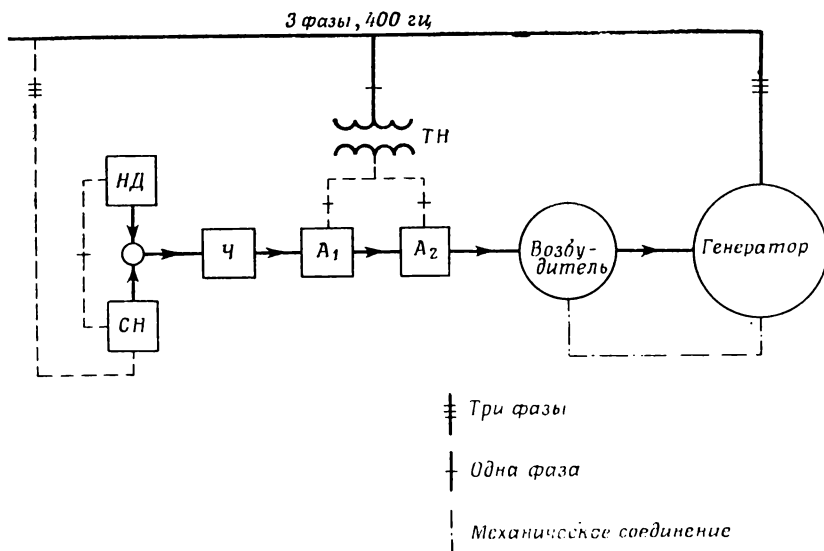
1. Регулятор должен иметь малый вес, а также должен переносить вибрации и удары.
2. Регулятор должен правильно работать в условиях очень высокой влажности и не бояться соленой воды.
3. Части регулятора не должны подвергаться заражению плесенью и другими грибами.
4. Регулятор должен правильно работать в диапазоне температуры окружающей среды от  $-55$  до  $+71^{\circ}\text{C}$ .

Структурная схема регулятора показана на фиг. 341. Датчик напряжения ДН и суммирующая цепь СН имеют на выходе постоянный



Фиг. 340. Конструкция статического возбудителя трехфазного генератора мощностью 750 ква, частотой 400 гц, скоростью вращения 24 000 об/мин.

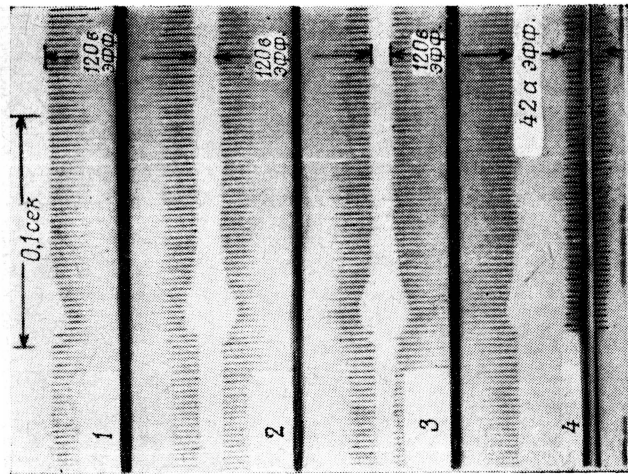
ток, причем выход суммирующего элемента  $СН$  пропорционален среднему напряжению трех фаз генератора. Разность между заданным напряжением и средним напряжением генератора является сигналом рассогласования, и его величину можно регулировать элементом чувствительности  $Ч$ . Сигнал рассогласования управляет двухтактным амплистатом первого каскада  $A_1$ , который, в свою очередь, управляет амплистатом второго каскада  $A_2$  и, далее, выходом возбудителя и возбуждением генератора. Стабилизирующие устройства на структурной схеме не показаны.



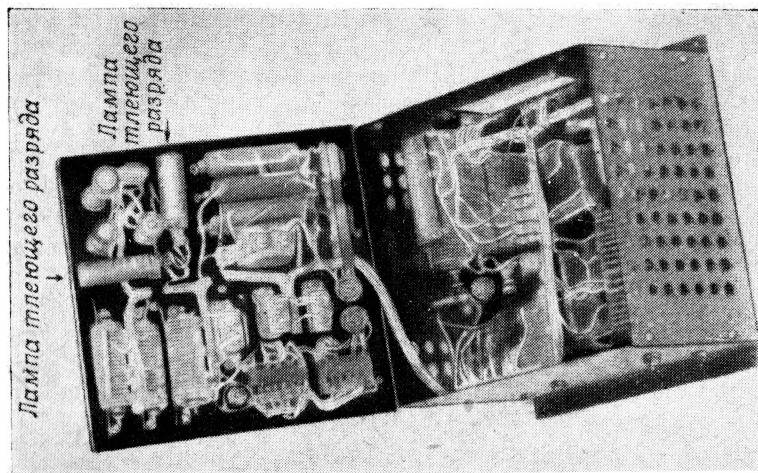
Фиг. 341. Структурная схема статического регулятора напряжения автотрансформатора.

$НД$  — датчик напряжения;  $СН$  — суммирующий элемент;  $Ч$  — элемент регулирования чувствительности;  $A_1$  — амплистат первого каскада;  $A_2$  — амплистат второго каскада;  $ТН$  — трансформатор напряжения. Стабилизирующие средства не изображены.

В качестве источника эталонного напряжения в данном устройстве используется лампа тлеющего разряда, которая отличается надежностью и дает большую мощность на единицу веса. Лампа тлеющего разряда мощностью в 3 *вт* весит всего 42,5 г вместе с цоколем и защитным металлическим баллоном. Лампа обеспечивает определенную величину эталонного напряжения, независимую от частоты и стабильную при изменении температуры окружающей среды. В диапазоне температуры  $-55 \div +71^\circ\text{C}$  эталонное напряжение изменяется меньше чем на 0,5%. Для увеличения надежности параллельно включаются две лампы тлеющего разряда, причем для дополнительной защиты от механического повреждения они располагаются в разных направлениях.



Ф и г. 342. Осциллограмма внезапного включения на полную нагрузку с  $\cos \varphi = 0,75$  трехфазного генератора мощностью 15 *кв*а, управляемого статическим регулятором напряжения.  
1, 2, 3 — напряжения в фазах 1, 2, 3; 4 — ток в фазе 1.



Ф и г. 343. Статический регулятор напряжения для авиационных генераторов.

Ниже приводятся некоторые данные испытания регуляторов генераторов мощностью от 15 до 90 *кв*а [28.7].

1. Колебания напряжения при изменении нагрузки от нуля до номинальной величины и скорости вращения от 4800 до 8000 об/мин были не более  $\pm 1\%$ .

2. Колебания напряжения в условиях изменения температуры от  $-55$  до  $+71^\circ\text{C}$  меньше  $\pm 0,5\%$ .

3. Время установления напряжения после приложения полной мощности нагрузки меньше чем 0,05 сек. для генератора мощностью 15 *кв*а с частотой 400 *гц* (фиг. 342).

Регулятор помещается в кожухе размерами  $280 \times 280 \times 178$  мм<sup>в</sup>. Общий вид регулятора показан на фиг. 343. Полный вес регулятора — около 8 кг.

ЧАСТЬ V

## **ДРОССЕЛИ НАСЫЩЕНИЯ**



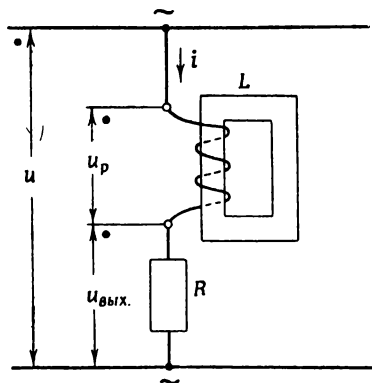
## ПРИМЕНЕНИЕ КАТУШЕК СО СТАЛЬНЫМИ СЕРДЕЧНИКАМИ В КАЧЕСТВЕ НЕЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

### § 1. Введение

Настоящая глава посвящена дросселям со стальными сердечниками, которые не имеют подмагничивания постоянным током и поведение которых определяется прежде всего величиной возбуждения переменным током. Такие дроссели иногда называют дросселями насыщения переменного тока или нелинейными индуктивностями, чтобы отличить их от дросселей насыщения с подмагничиванием постоянным током.

### § 2. Действие нелинейных дросселей в качестве коммутирующего дросселя механических выпрямителей [29.1]—[29.3]

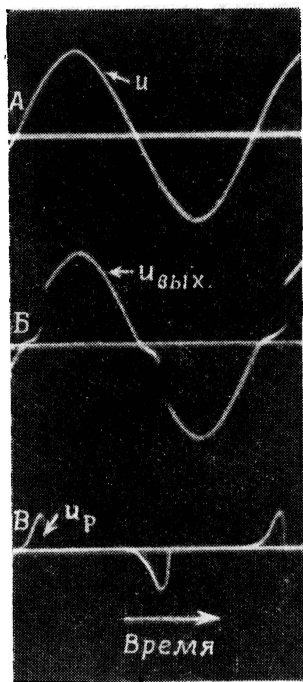
Пусть электрическая цепь из последовательно соединенных нелинейной индуктивности  $L$  и активного сопротивления  $R$ , показанная на фиг. 344, питается от источника синусоидального напряжения, которое значительно больше требуемого для насыщения сердечника катушки (режим перевозбуждения, гл. 7). Тогда кривая тока, протекающего через сопротивление, будет иметь небольшой горизонтальный участок в интервале возбуждения и синусоидальную форму в интервале насыщения (фиг. 345, 134). Нелинейный дроссель, подобно дросселю насыщения, создает противоэлектродвижущую силу, которая равна почти всему приложенному напряжению в начале каждого полупериода. Индуктивность в интервале возбуждения очень велика, так как сердечник работает на ненасыщенной части динамической петли гистерезиса, где дифференциальная магнитная проницаемость высока (интервал возбуждения, гл. 15, § 2). Когда поток в сердечнике



Фиг. 344. Электрическая цепь из последовательно включенных катушки со стальным сердечником и активного сопротивления.

достигает насыщения, проницаемость сердечника становится очень малой, а следовательно, и индуктивность уменьшается до малой величины (интервал насыщения, гл. 15, § 3). В результате этого изменения индуктивности напряжение на дросселе  $u_p$  уменьшится так, что почти все напряжение питания будет в течение оставшейся

части полупериода выходным напряжением  $u_{\text{вых.}}$  на активном сопротивлении.



Фиг. 345. Кривые напряжений в цепи, представленной на фиг. 344. А — напряжение питания  $u$ ; Б — выходное напряжение  $u_{\text{вых.}}$ ; В — рабочее напряжение  $u_p$ .

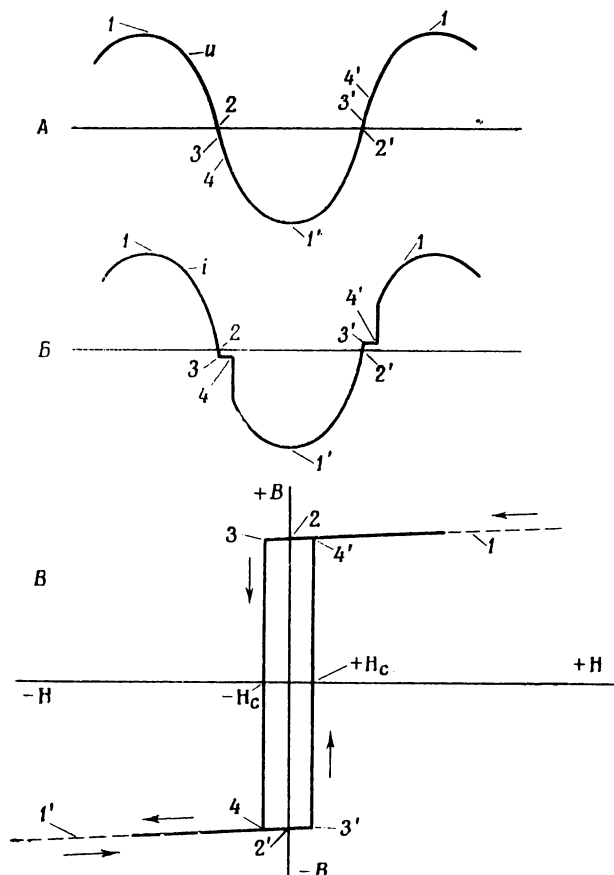
Идеализированная кривая тока и упрощенная петля гистерезиса, показанные на фиг. 346, помогают лучше понять принцип действия нелинейной индуктивности в данной цепи. На фиг. 346 одинаковыми цифрами показаны одни и те же моменты времени на кривых тока и напряжения и на петле гистерезиса. В конце первого полупериода, когда напряжение питания  $u$  падает до нуля (1—2), поток в сердечнике уменьшается по петле гистерезиса от величины потока насыщения (1) до величины остаточного потока (2). Когда напряжение в следующем полупериоде становится отрицательным, намагничивающий ток растет достаточно быстро в отрицательном направлении, пока не будет достигнуто колено (3) на спадающей ветви петли гистерезиса. После этой точки индуктивность быстро возрастает благодаря высокой дифференциальной проницаемости сердечника, а скорость изменения тока становится малой. Условие, соответствующее горизонтальному отрезку 3—4 на кривой тока, сохраняется до момента достижения потоком нижней точки перегиба 4. В этой точке величина индуктивности снова становится небольшой, так как магнитная проницаемость уменьшается. Поэтому ток сначала возрастает скачком, а потом изменяется по синусоидальному закону (4—1').

В следующих полупериодах картина изменения тока и напряжения повторяется (1'—2'—3'—4'—1) в обратном направлении.

Дроссель используется в качестве коммутирующего элемента для механических выпрямителей. Наличие некоторого горизонтального участка в кривой тока значительно облегчает условия коммутации контактов механических выпрямителей. При работе без коммутирующего дросселя, когда участок 3—4 отсутствует, требуется, чтобы



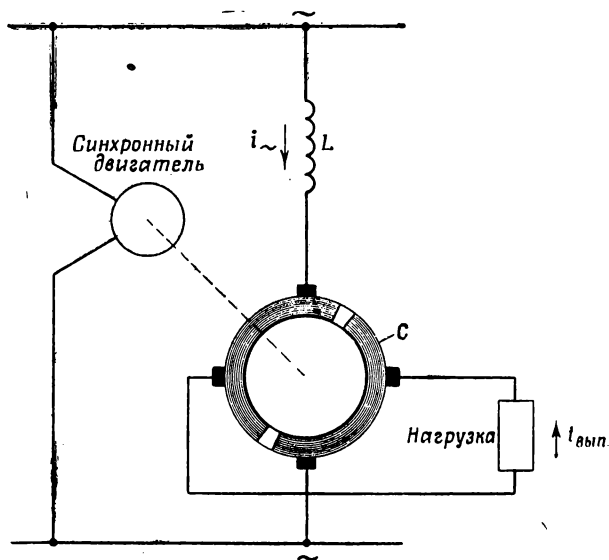
контакты размыкались точно в момент прохождения тока через нуль. Небольшие изменения во времени размыкания контактов относительно нуля тока приводят к тому, что на контактах разрывается ток большой величины, в результате чего возможно появление дуги и разрушение ею контактов.



Ф и г. 346. Идеализированная кривая тока и упрощенная динамическая петля гистерезиса.

При наличии реактивного сопротивления рассеяния в трансформаторе момент времени, при котором вторичный ток трансформатора проходит через нуль, не является фиксированным, а изменяется в зависимости от величины тока нагрузки. Кроме того, время размыкания контактов может немного изменяться из-за качаний синхронного двигателя или износа контактов. Влияние кратковременных

изменений момента размыкания можно показать на следующем примере. Механический выпрямитель работает от однофазного источника питания с напряжением 100 в и частотой 60 гц и питает током активную нагрузку 0,1 ом. Если предположить, что сопротивление контакта выпрямителя равно нулю, то амплитуда тока будет равна  $\sqrt{2} \cdot 100 / 0,1 = 1410$  а. Если контакты разомкнулись всего на  $5^\circ$  раньше или позже момента прохождения тока через нуль, они будут



Ф и г. 347. Схема механического выпрямителя. Выпрямление осуществляется похожим на коммутатор выключателем  $C$ , который вращается синхронным двигателем и имеет  $30f$  переключений в минуту ( $f$  — частота питания).

разрывать ток, равный  $1410 \sin 5^\circ = 1410 \cdot 0,0872 = 123$  а. Напряжение цепи при этом равно  $\sqrt{2} \cdot 100 \cdot 0,0872 = 12,3$  в. Дуга, вызванная разрывом токов указанной величины при таком напряжении и частоте 60 гц, может вызвать серьезные повреждения контактов, которые в другом случае могут управлять нормальным током нагрузки. Так как очень трудно точно отрегулировать время действия контактов относительно нуля вторичного тока, применяются коммутирующие дроссели.

На фиг. 347 показана упрощенная схема простого механического выпрямителя. Контакт изображен в виде коллектора. Если коллектор должным образом сфазирован относительно переменного напряжения питания, то ток, протекающий через коммутирующий дроссель  $L$ , будет иметь почти такую же форму, как и на фиг. 346. Контакты

коллектора немного изменяют форму тока на его горизонтальном участке, как видно из фиг. 348. Они отрегулированы так, что их размыкание происходит на горизонтальном участке кривой тока. Ток, протекающий во время этого интервала, мал и почти постоянен, если не считать момента, когда ток выпрямителя становится равным нулю.

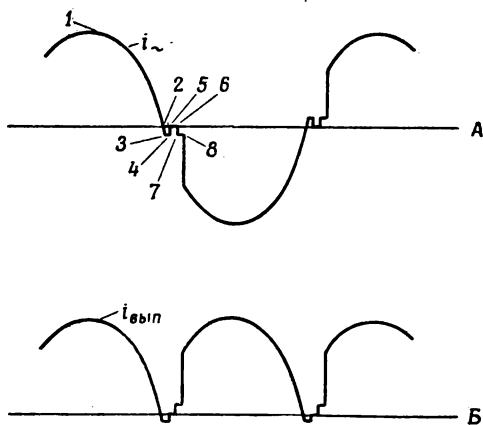
Возникает вопрос, как могут размыкаться контакты без повреждения, если имеется большая индуктивность и запас энергии в коммутирующем дросселе. Ниже показано, что при использовании материалов сердечника с прямоугольной петлей гистерезиса индуктивность во время уменьшения тока очень мала, а магнитная энергия рассеивается почти целиком в сердечнике.

На фиг. 349, *A* показана типичная гистерезисная петля сплава дельтамакс. Пунктирными линиями внутри главной петли показана частная петля, соответствующая одному интервалу коммутации. Кривая тока, протекающего через нелинейную индуктивность (фиг. 348, *A*), показана на фиг. 349, *B* в увеличенном виде. Одинаковые цифры на этих двух рисунках относятся к одинаковым моментам времени. Когда ток прерывается, тангенс угла наклона (4—5) петли *B—H* внезапно становится очень малым. Так как дифференциальная индуктивность в любой момент времени пропорциональна тангенсу угла наклона петли *B—H*, то в течение разрыва тока (4—5) она тоже становится очень малой. Величина магнитной энергии  $W_c$  определяется следующим выражением:

$$W_c = \frac{1}{4\pi} \int H dB \text{ эрг/см}^3. \quad (29.1)$$

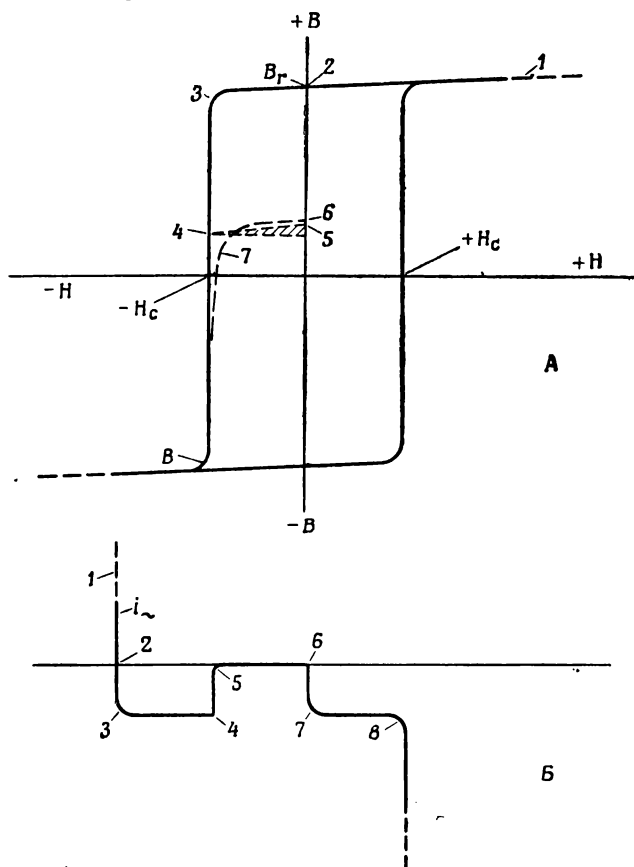
Небольшая заштрихованная площадь между кривой 4—5 и горизонтальной линией, проходящей через точку 4, пропорциональна энергии на единицу объема сердечника, которая рассеивается при размыкании контактов.

Хотя мощность, отдаваемая сердечником коммутирующего дросселя, относительно мала, она все же достаточна, чтобы ограничить действие простой цепи, представленной на фиг. 347, до токов порядка



Фиг. 348. Идеализированная кривая тока механического выпрямителя. *A* — входной переменный ток; *B* — выходной выпрямленный ток нагрузки.

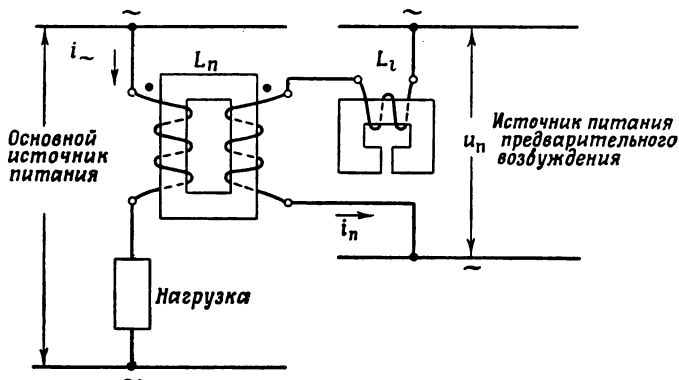
нескольких сотен ампер. Если токи выпрямителя достигают величины нескольких тысяч ампер, то вводится цепь предварительного намагничивания. Эта цепь обеспечивает создание ампервитков надлежащей величины с необходимой фазой и полярностью на второй обмотке коммутирующего дросселя, поэтому ток рабочей обмотки на горизон-



Фиг. 349. Динамическая петля гистерезиса сплава дельтамакс (А) и часть кривой выпрямленного тока нагрузки, протекающего по коммутирующему дросселю (Б).

тельном участке практически уменьшается до нуля. На фиг. 350 показана цепь предварительного намагничивания переменным током, состоящая из источника переменного тока с напряжением  $u_{\sim}$ , который питает вспомогательную обмотку дросселя через линейную индуктивность  $LL$ . Кривые тока в рабочей обмотке  $i_{\sim}$  и тока предварительного возбуждения  $i_{\sim}$  показаны на фиг. 351, из которой также виден сдвиг

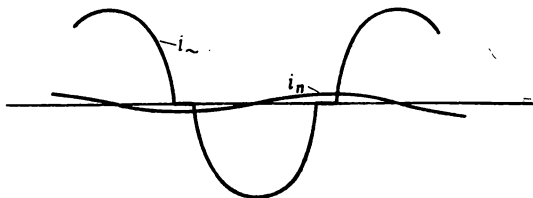
фаз между ними. Отметим, что фаза тока  $i_n$  такова, что он имеет максимум в то время, когда рабочий ток проходит через горизонтальный участок. Величина тока  $i_n$  выбирается такой, что напряженность магнитного поля  $H$  вспомогательной обмотки равняется



Фиг. 350. Схема предварительного возбуждения коммутационного дросселя. Между двумя источниками переменного тока может быть сдвиг по фазе.

коэрцитивной силе  $H_0$  сердечника. Ток выпрямителя  $i_n$  в обмотке  $I$  в течение горизонтального отрезка практически равен нулю.

Нелинейные индуктивности, изготовленные с сердечниками из сплавов с достаточно прямоугольной петлей гистерезиса и с предварительным намагничиванием, получили распространение в установках



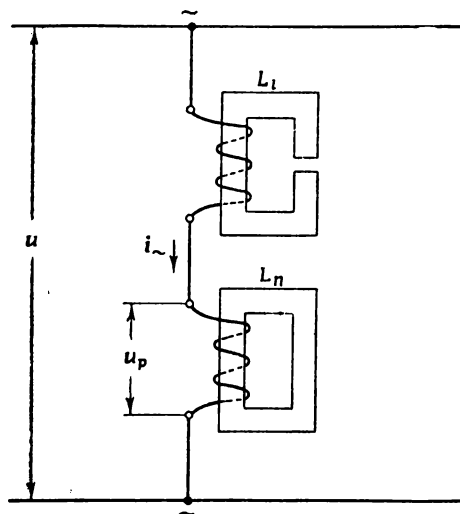
Фиг. 351. Кривые токов в цепи предварительного возбуждения.

многофазных механических выпрямителей мощностью порядка 2000 квт и током до 10 000 а.

### § 3. Последовательное включение нелинейного и линейного дросселей (пик-трансформаторы) [29.4]

Если нелинейную индуктивность  $L_n$  включить последовательно с линейной индуктивностью  $L_l$  (фиг. 352) и подать напряжение от источника переменного тока, достаточное для насыщения сердечника

нелинейного дросселя, то кривая напряжения на нелинейной индуктивности будет иметь заостренную пикообразную форму. Кривая напряжения  $u_p$  показана на фиг. 353. Очевидно, что если на дросселе  $L_n$



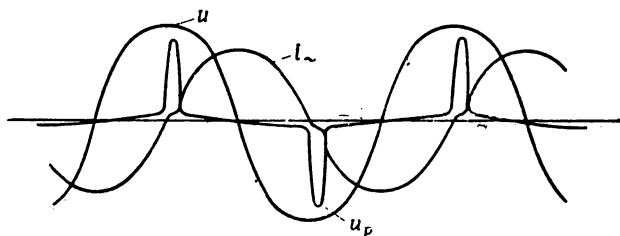
Ф и г. 352. Последовательное включение линейной и нелинейной индуктивностей.

показаны схематически на фиг. 354. Магнитный шунт с зазором, имеющийся между первичной и вторичной обмотками, создает индуктивность рассеяния, эквивалентную последовательно включенной

имеется вторая обмотка, то напряжение на этой обмотке также будет пикообразным. Подобные устройства называются пик-трансформаторами.

В некоторых устройствах такого типа последовательно с обычной линейной индуктивностью включается емкость, чтобы настроить схему в частичный резонанс с частотой питания. Это улучшает  $\cos \varphi$  для данных амплитуды и ширины импульса напряжения.

В других устройствах линейная индуктивность комбинируется с первичной и вторичной обмотками нелинейного дросселя в один трансформатор с большой индуктивностью рассеяния. Форма сердечника и расположение катушек для этого типа пик-трансформатора



Ф и г. 353. Кривые тока и напряжения в цепи фиг. 352.

линейной индуктивности  $L_l$ . Участок магнитопровода, на котором расположена вторичная обмотка, набранный из нескольких тонких пластин какого-нибудь высокопроницаемого сплава, эквивалентен нелинейному дросселю  $L_n$  со вторичной обмоткой.

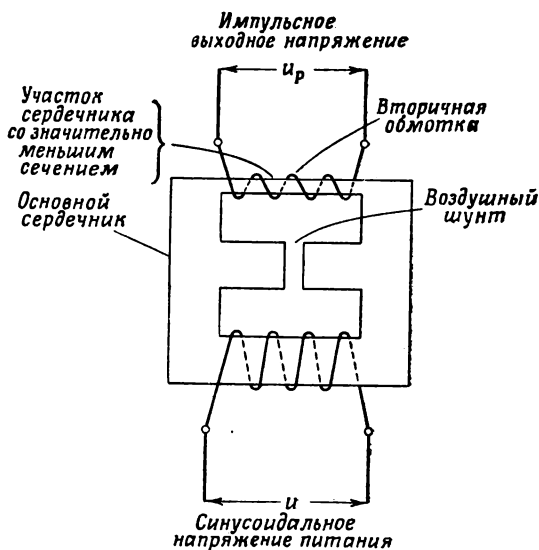
Пик-трансформаторы нашли широкое применение в электронных схемах управления. Они используются в качестве сеточных трансформаторов и трансформаторов зажигания игнитронов.

#### § 4. Основные феррорезонансные цепи

В целях упрощения можно считать, что нелинейные элементы в феррорезонансных цепях не имеют потерь, а при синусоидальном напряжении через них протекает синусоидальный ток. При таких допущениях возможно применение векторных диаграмм для определения вольтамперных характеристик схем, содержащих нелинейные элементы. Точность результатов анализа недостаточна для целей расчета, но хорошо отражает качественную картину явления.

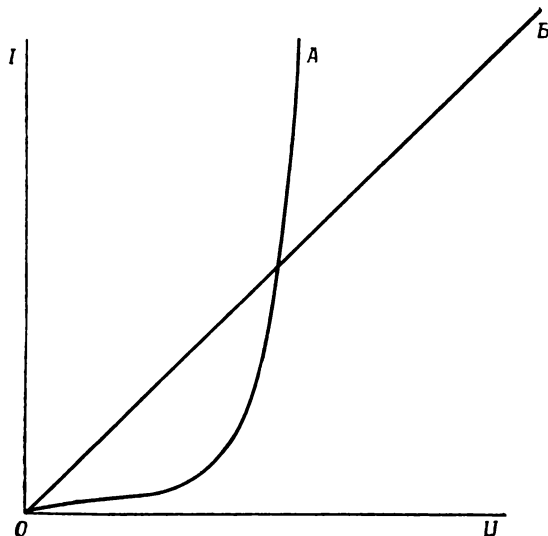
Кривая *A* на фиг. 355 представляет собой вольтамперную характеристику нелинейного дросселя, кривая *B*—соотношение между током и напряжением емкости, которая также считается не имеющей потерь. При сделанных допущениях можно изобразить идеализированные вольтамперные характеристики цепей с различными комбинациями этих элементов, чтобы приближенно показать, как реальные элементы, последовательно или параллельно соединенные, будут реагировать на различные рабочие условия.

При последовательном соединении (фиг. 356) ток одинаков в обоих элементах, а напряжения на элементах обратны по фазе. Поэтому разность абсцисс (фиг. 355) дает напряжение между зажимами 1 и 2. Однако если независимой переменной цепи является напряжение  $U$ , то, как только достигается точка *A* (фиг. 356), ток внезапно увеличивается до величины, соответствующей точке *C*, как показано пунктирной линией *AC*. Любое последующее увеличение или уменьшение приложенного напряжения будет заставлять схему работать на участке *B—C—D* характеристики, за исключением тех случаев, когда напряжение уменьшается до нуля, и ток скачком падает от *B* до *O*.



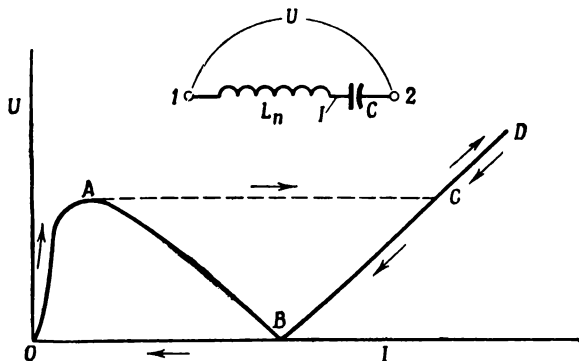
Фиг. 354. Конструкция магнитопровода и размещение обмоток пик-трансформатора.

Величина напряжения, при котором ток мгновенно увеличивается, называется напряжением резонанса. Величина напряжения, при котором ток внезапно уменьшается, называется напряжением обратного скачка.



Фиг. 355. Характеристики  $I = f(U)$  нелинейной индуктивности (А) и линейной емкости (Б).

Идеализированные элементы, соединенные параллельно (фиг. 357), ведут себя подобным образом, но роли напряжений и токов

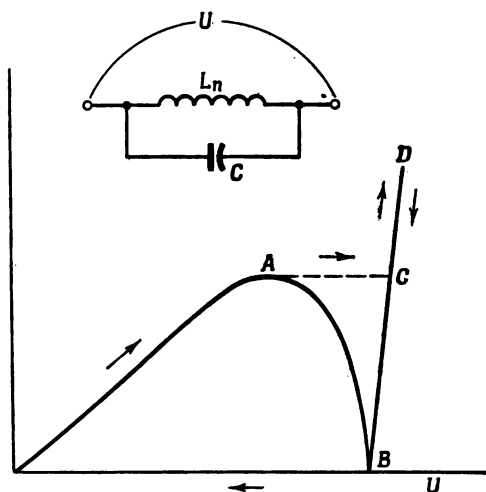


Фиг. 356. Вольтамперные характеристики ферро-резонансной цепи с последовательным соединением нелинейных элементов.

меняются. В этом случае одинаковым для обоих элементов является напряжение. Разность ординат (фиг. 355) представляет собой ток,



получаемый от источника питания. Если этот ток изобразить в функции переменного напряжения питания, которое является независимой переменной, то получается полная вольтамперная характеристика цепи, изображенная на фиг. 357. Если независимой переменной является ток, то, как только при увеличении тока достигается точка *A*, напряжение скачком возрастет по пунктирной линии *AC* до величины, соответствующей точке *C*. При последующем возрастании или уменьшении тока схема будет работать на участке *B—C—D* характеристики, за исключением момента, когда ток становится равным нулю, а напряжение



Ф и г. 357. Вольтамперные характеристики феррорезонансной цепи с параллельным соединением нелинейных элементов.

при этом скачком падает от *B* до *O*. Критические значения тока, при которых напряжение возрастает или уменьшается, называются, соответственно, резонансным током и током обратного скачка.

Следует отметить, что применение терминов „резонанс“ и „резонансный“ к цепям с нелинейными элементами не означает, что емкость и нелинейная индуктивность находятся в резонансе при частоте питания. Такой резонанс имеет место в линейных цепях при следующем соотношении реактивных составляющих:

$$\text{Резонансная частота} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \text{Частоте питания.} \quad (29.2)$$

Так как в резонансных нелинейных цепях величина нелинейной индуктивности  $L_n$  непрерывно изменяется в течение каждого периода, то приведенное выше соотношение не может быть применено для таких цепей. Термины «резонанс» и «резонансный» можно использовать для нелинейных элементов только при постоянной частоте питания,

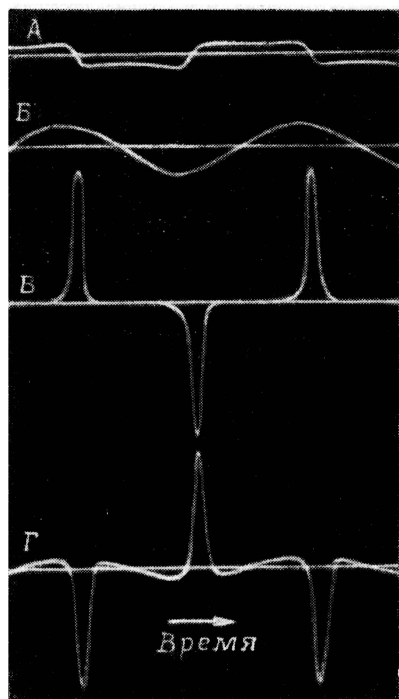
при которой они ведут себя при изменениях тока или напряжения питания так же, как линейные цепи при неизменной величине тока и напряжения питания — при изменении частоты. Нелинейные резонансные цепи, таким образом, чувствительны к току и напря-

жению, в то время как линейные резонансные схемы чувствительны к частоте.

Рассмотренные характеристики показывают, что резонансные схемы с последовательным и параллельным соединениями нелинейных элементов дуальны. Цепь с последовательным соединением элементов характеризуется высокой чувствительностью к изменению напряжения, а с параллельным соединением — к изменению тока.

Кривые тока и напряжения, имеющие место в резонансной цепи с параллельным соединением нелинейных элементов для случая питания цепи от генератора синусоидального тока, показаны на фиг. 358. Ток в цепи имеет вид пикообразных импульсов.

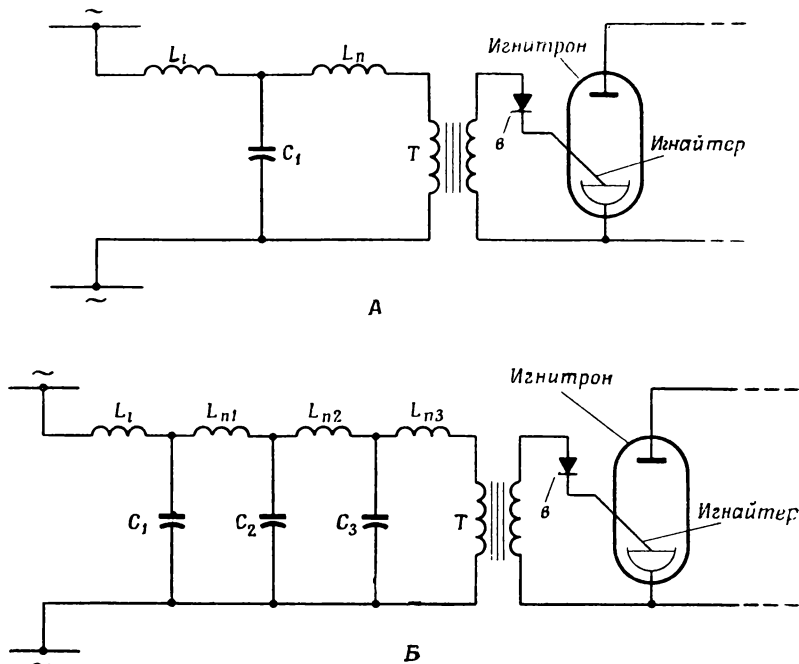
Импульсы тока, полученные описанным способом, используются для зажигания игнайтеров игнитронов. На фиг. 359, А показана упрощенная схема зажигания игнитрона. Линейный дроссель  $L_1$  подает синусоидальный ток от источника питания к цепи, состоящей из параллельно соединенных нелинейной индуктивности  $L_n$  и емкости  $C_1$ . Трансфор-



Фиг. 385. Кривые напряжений и токов цепи, представленной на фиг. 357. А — напряжение на дросселе и конденсаторе; Б — ток питания; В — ток дросселя; Г — ток емкости.

матор  $T$  обеспечивает согласование сопротивлений и изоляцию между схемой зажигания и цепью игнайтера. Полупроводниковый выпрямитель  $B$  осуществляет защиту игнайтера, повреждение которого может произойти при изменении знака тока в игнайтере, когда изменяется знак импульсов тока в нелинейной резонансной цепи. На фиг. 359, Б показано каскадное соединение нескольких феррорезонансных контуров. Следующие друг за другом нелинейные дроссели выполнены так, чтобы индуктивность при насыщении была порядка 1% от индуктивности предыдущего дросселя. Поэтому

каждый следующий каскад создает более острый импульс, чем тот, который он получает от предыдущего каскада. Этот метод формирования импульсов уменьшает среднюю мощность, которая должна



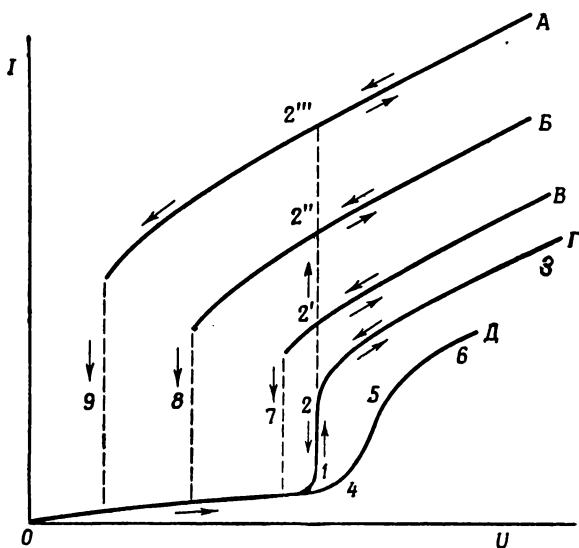
Фиг. 359. Схема управления зажиганием игнитрона. А — простой одноконтурный элемент; Б — включение контуров в каскад для формирования импульсов.

быть подана в цепь зажигания, и тем самым заметно уменьшает размеры и полную реактивную кажущуюся мощность цепи зажигания.

### § 5. Феррорезонансные цепи с активным сопротивлением [29.5]—[29.8]

Экспериментальная вольтамперная характеристика феррорезонансной цепи заметно отличается от характеристики, определенной аналитически. Отчасти это расхождение объясняется наличием высших гармоник в кривых тока и напряжения, имеющих место из-за нелинейности дифференциальной индуктивности дросселя. Другой причиной получающегося различия являются потери в дросселе, состоящие из омических потерь в активном сопротивлении катушки и потерь на гистерезис и вихревые токи сердечника. Добавление активного сопротивления в рассматриваемые цепи будет создавать

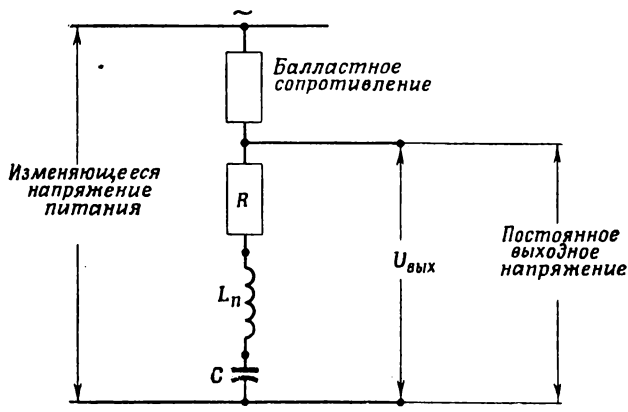
еще бóльшие различия рабочих характеристик. Включение дополнительного сопротивления последовательно с дросселем в схему с последовательным или параллельным соединением вызывает подъем точки *B* характеристик, изображенных на фиг. 356 и 357, над осью абсцисс. Напряжение (или ток) обратного скачка возрастает с увеличением активного сопротивления, в то время как резонансное напряжение



Фиг. 360. Зависимости тока от напряжения феррорезонансной цепи с последовательным соединением нелинейных элементов с активным сопротивлением. *A — B* — двузначные кривые, полученные в тех случаях, когда активное сопротивление меньше критического; кривая *Γ* соответствует  $R = R_{\text{критич.}}$ , кривая *Д* получена при  $R$  больше критического.

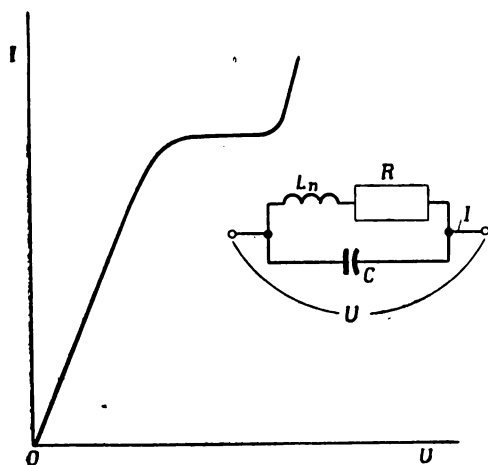
(или ток) остается практически неизменным. При определенной величине активного сопротивления напряжение (или ток) обратного скачка становится равным резонансному напряжению (или току). Для сопротивления цепи, равного этой критической величине, характеристика *0—1—2—3* (фиг. 360) имеет по существу вертикальный участок, но еще не является двузначной. Такая характеристика может быть использована в регуляторах напряжения. Если активное сопротивление схемы больше критического, то вольтамперные характеристики обеих феррорезонансных схем остаются однозначными, но угол наклона центральной части характеристик уменьшается (*0—4—5—6*). Если сопротивление цепи меньше его критического значения, то вольтамперные характеристики становятся двузначными,

а напряжение или ток обратного скачка получается меньше, чем резонансные напряжения или ток, что видно из кривых *A*, *B* и *B*



Фиг. 361. Феррорезонансная схема с последовательным соединением для стабилизации выходного напряжения.

(фиг. 360). Резонансные напряжения соответствуют отрезкам  $1-2'''$ ,  $1-2''$  и  $1-2'$ , а напряжения обратного скачка, соответственно,



Фиг. 362. Феррорезонансная схема с параллельным соединением для стабилизации выходного тока.

участкам 9, 8 и 7. На фиг. 360 представлено семейство характеристик феррорезонансной цепи с последовательным соединением элементов, работающей от источника переменного напряжения с хорошим регулированием. Подобное же семейство можно получить, используя схему с параллельным соединением и источник тока.

Рассмотренные феррорезонансные схемы могут использоваться в ряде устройств для обеспечения высокой чувствительности к малым изменениям тока или напряжения или для создания стабилизированных

источников тока и напряжения, которые относительно независимы от изменений мощности питания. Например, цепь с последовательным

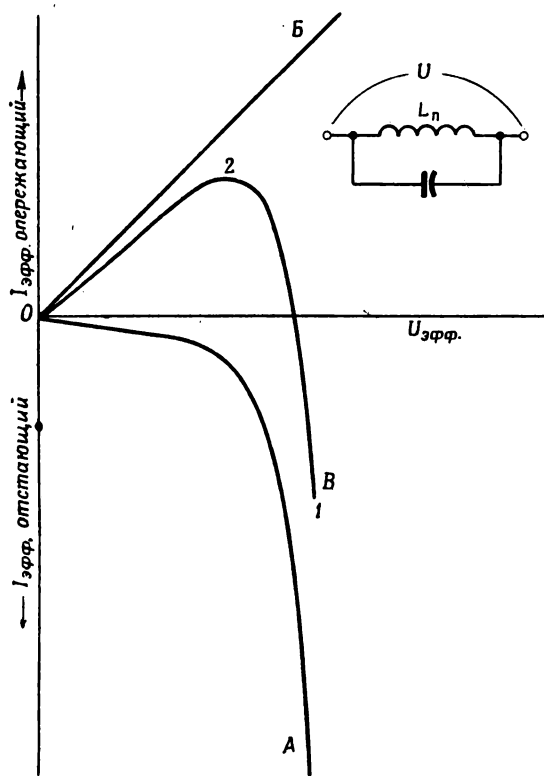
соединением, регулируемая по характеристике  $\Gamma$  (фиг. 360), если она работает последовательно с большим балластным сопротивлением, в котором поглощается большая часть напряжения питания (фиг. 361), будет обеспечивать неизменное напряжение на зажимах нелинейной части резонансной схемы в широком диапазоне напряжения питания. Аналогично, если применяется резонансная цепь с параллельным соединением элементов с критическим активным сопротивлением, включенным последовательно с нелинейной индуктивностью, то ток в цепи будет постоянным в значительном диапазоне изменения входного напряжения. Вольтамперная характеристика такой схемы показана на фиг. 362. Подобные цепи могут применяться с электромеханическим реле [29.5] для создания чувствительных реле тока и напряжения, параметры срабатывания и отпущения которых точно и легко регулируются в сравнительно широких пределах.

**§ 6. Применение феррорезонансной схемы с параллельным соединением элементов с относительно малым линейным дросселем (стабилизатор переменного напряжения)**  
**[29.4], [29.9]—[29.11]**

На фиг. 357 представлена вольтамперная характеристика параллельно соединенных идеализированной катушки со стальным сердечником и емкости. Однако эта характеристика не дает представления о фазе тока относительно приложенного напряжения. Амплитуда, фаза и частота тока, протекающего по линейной индуктивности, определяют амплитуду и фазу напряжения на дросселе. Для рассмотрения характеристик схемы, состоящей из феррорезонансной цепи с параллельным соединением элементов и последовательно включенного линейного дросселя, перенесем кривые фиг. 355 на фиг. 363. Кривая *A*, расположенная в квадранте отстающего тока, является вольтамперной характеристикой ветви нелинейной индуктивности, а кривая *Б*, лежащая в фазовом квадранте опережающего тока, изображает вольтамперную характеристику емкостной ветви. Кривая *В* является вольтамперной характеристикой параллельного соединения этих элементов. Следует отметить, что на участке кривой 1—2 при малых изменениях приложенного напряжения быстро изменяется не только ток, но и его фаза, которая опрокидывается в момент прохождения тока через нуль. В реальных нелинейных дросселях получению нулевого значения тока препятствуют составляющие высших гармоник, но опрокидывание фазы происходит, и составляющая основной частоты тока нелинейного дросселя равна току емкости.

При тех же предположениях, какие были сделаны при рассмотрении нелинейных резонансных цепей, можно сравнительно просто предсказать поведение такой схемы, какая, например, показана

на фиг. 364. Рассматривая сначала элементы устройства, действие которых подобно действию  $L_1$ ,  $L_n$  и  $C$ , предположим, что переменное напряжение питания меньше, чем напряжение, требуемое для доведения сердечника нелинейного дросселя до насыщения. При этом условии в цепи с параллельным соединением элементов течет

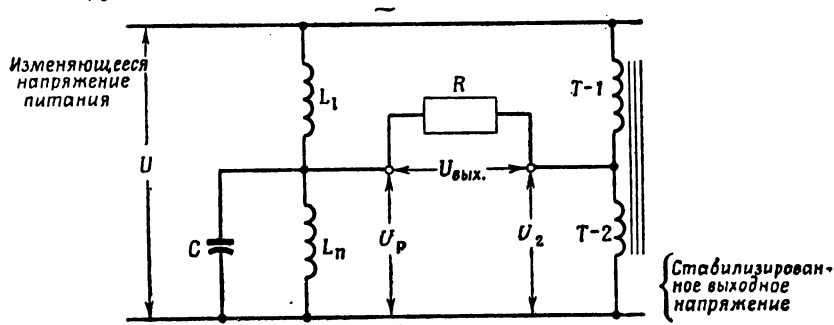


Фиг. 363. Вольтамперные характеристики:  $A$  — нелинейного дросселя;  $B$  — линейной емкости;  $B$  — цепи с параллельным соединением нелинейной индуктивности и линейной емкости.

опережающий ток. Этот ток, протекая по линейной индуктивности, создает на ее зажимах напряжение в фазе с напряжением питания и, складываясь с ним, увеличивает, таким образом, напряжение на параллельно соединенной цепи. При допустимых величинах размеров линейного дросселя и емкости напряжение питания может уменьшаться более чем на 70% от величины напряжения, приложенного к феррорезонансной параллельно соединенной цепи, при небольшом

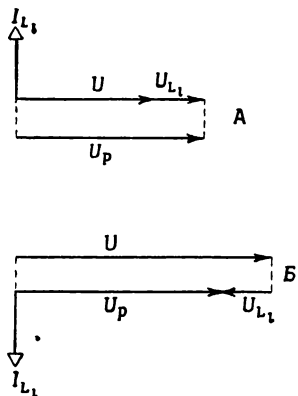
уменьшении последнего напряжения. На фиг. 365, А показана векторная диаграмма для этого случая.

Теперь предположим, что переменное напряжение питания на 20 или 30% больше, чем напряжение, которое требуется для создания



Фиг. 364. Схема для стабилизации изменяющегося переменного напряжения питания.

в сердечнике нелинейного дросселя индукции, соответствующей колену его кривой намагничивания. Это значит, что к параллельной цепи будет приложено достаточно высокое напряжение, чтобы создаваемый им ток стал отстающим. Этот отстающий ток будет, в свою очередь, создавать напряжение на линейном дросселе, которое вычитается из напряжения питания (фиг. 365, Б). Так как напряжение  $U_p$  изменяется значительно меньше, чем напряжение питания, то этот тип схемы может работать как стабилизатор напряжения.



Фиг. 365. Векторные диаграммы для схемы, представленной на фиг. 364.

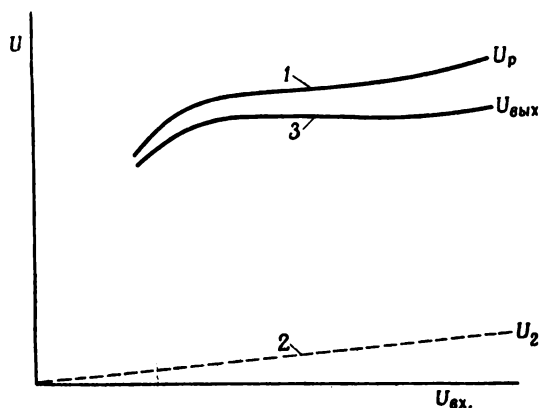
Из фиг. 363 видно, что на участке характеристики 1—2 требуется некоторое повышение напряжения на феррорезонансном контуре для того, чтобы вызвать опрокидывание фазы тока. Дальнейшее улучшение стабилизирующего действия простой схемы может быть осуществлено введением последовательно с выходным напряжением  $U_p$  малого напряжения, пропорционального напряжению питания. Кривые, показанные на фиг. 366, представляют собой характеристики напряже-

ния полной схемы при наличии компенсирующего напряжения и без него. Кривая 1 (фиг. 366) относится к режиму без компенсации, кривая 2 — зависимость компенсирующего напряжения от входного напряжения — должна быть параллельна верхней части кривой 1. Это ком-



пенсирующее напряжение создает вторичная обмотка автотрансформатора  $T-2$ . Кривая 3 на фиг. 366 показывает, что на нагрузке  $R$  обеспечивается хорошо стабилизированное напряжение.

Схема, представленная на фиг. 364, имеет несколько недостатков. Во-первых, цепь нагрузки не изолирована от источника питания и не может быть заземлена, если источник питания заземлен. Во-вторых, в схеме требуются три отдельных элемента со стальными сердечниками. В-третьих, если напряжением нагрузки является обычное напряжение 115 в, то напряжение на емкости слишком мало для того, чтобы было можно применить экономичный конденсатор.

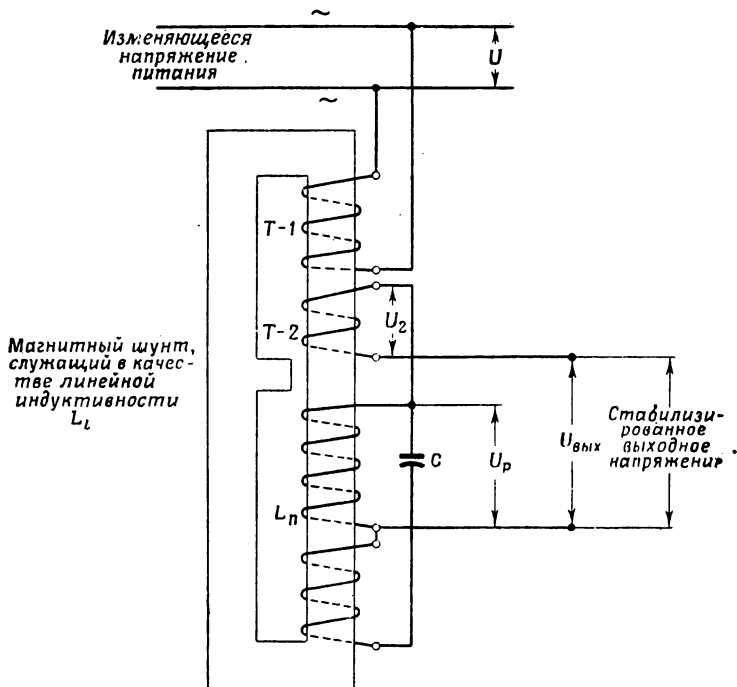


Фиг. 366. Характеристики регулирования схемы стабилизатора, показанной на фиг. 364.

Разделение цепей выхода и входа может быть осуществлено при помощи изолирующего трансформатора  $T$  с двумя вторичными обмотками, одна из которых служит для питания стабилизирующей цепи, другая — для создания компенсирующего напряжения. Эквивалентная схема с сосредоточенными постоянными для нагруженного трансформатора может быть представлена в виде двух индуктивностей. Одна индуктивность, соответствующая сосредоточенным первичной и вторичной индуктивностям рассеяния, включена последовательно с нагрузкой, другая, представляющая собой индуктивное сопротивление намагничивания трансформатора, включена параллельно нагрузке. Схема замещения показывает, что возможно совмещение линейного дросселя  $L_1$  с изолирующим трансформатором, имеющим большую индуктивность рассеяния, в результате чего можно обойтись без одного из трех элементов со стальным сердечником. Для получения большой индуктивности рассеяния основной путь потока рассеяния может проходить по воздуху или могут быть применены магнитные шунты, как показано на сердечнике фиг. 367. Сечение таких шунтов должно быть достаточным для прохождения потока рассеяния без

насыщения, чтобы обеспечить малое изменение этой индуктивности в пределах нормального режима работы.

В том случае, когда первичная и вторичная обмотки трансформатора с высоким потоком рассеяния размещены рядом на общем сердечнике, например на среднем стержне трансформатора бронзового типа, полный поток в сердечнике от первичной обмотки пропорционален первичному напряжению, а поток в сердечнике от вторичной обмотки пропорционален вторичному напряжению. Полный



Ф и г. 367. Конструкция сердечника и размещение обмоток промышленного стабилизатора напряжения.

поток в магнитном шунте равен разности между первичным и вторичным потоками. В целях упрощения предположим, что отношение витков первичной и вторичной обмоток трансформатора равно 1:1. Тогда при условии разомкнутой вторичной обмотки вторичное напряжение должно быть весьма близко к величине первичного напряжения, а поток в магнитном шунте будет близок к нулю. Если вторичная обмотка замкнута, то поток в магнитном шунте будет равен первичному потоку в сердечнике, а поток от вторичной обмотки будет равен нулю. С другой стороны, если напряжение на вторичной обмотке увеличить до большей величины, чем величина первич-

ного напряжения, то поток в сердечнике от вторичной обмотки будет больше, чем поток от первичной обмотки, и будет равен сумме первичного потока и потока рассеяния. При этих условиях может наступить насыщение участка сердечника со вторичной обмоткой без насыщения участка с первичной обмоткой, даже при равных сечениях этих участков магнитопровода и равенстве витков первичной и вторичной обмоток.

На фиг. 365, А показано, что напряжение питания может быть меньше, чем номинальное напряжение на нелинейном дросселе. Это приводит к заключению, что путем правильного выбора индуктивности рассеяния, шунтирующей емкости и величин рабочих индукций в диапазоне регулирования вторичная обмотка и сердечник могут выполнять роль нелинейного дросселя основной схемы с тремя элементами со стальными сердечниками. При этом отпадает необходимость в отдельном нелинейном дросселе или в создании специального участка магнитопровода с другим сечением для вторичной обмотки.

Если нужно прикладывать к емкости более высокое напряжение, то предусматривается распределенная дополнительная обмотка, имеющая сильную связь со вторичной обмоткой. Схема такого устройства представлена на фиг. 367. Это устройство, хотя и состоит из одного трансформатора с магнитным шунтом и емкости, шунтирующей основную и дополнительную вторичные обмотки, в основном действует так же, как схема на фиг. 364.

## ЛИТЕРАТУРА

### Глава 1

1. Mottelay P. F., Bibliographical History of Electricity and Magnetism, Lnd., 1922, p. 1.
2. Mottelay P. F., Bibliographical History of Electricity and Magnetism, Lnd., 1922, p. 30.
3. Magnetic Materials, Allegheny Ludlum Steel Corp., Pittsburgh, Pa., 1947.
4. Staff E. E., Magnetic Circuits and Transformers, N. Y., 1943.
5. Knowlton A. E., Standard Handbook for Electrical Engineers, N. Y., 8-th ed., 1949.
6. Spooner Th., Properties and Testing of Magnetic Materials, N. Y., 1927.
7. Brailsford F., Magnetic Materials, Lnd. — N. Y., 1948, pp. 1—7.
8. Richer G. C., *Sheet Metal Inds.*, 25, 2412—2414 (1948).
9. Brailsford F., Magnetic Materials, Lnd. — N. Y., 1948, pp. 7—14.
10. Dieterly D. C., *Elec. Mfg.*, Part I, p. 68, January 1953; Part II, p. 124, February 1953.
11. Bozorth R. M., *Ferromagnetism*, N. Y., 1951.
12. Lord H. W., *Trans. AIEE*, 72, Part I, 85—88 (1953).
13. Williams H. J. et al., *Phys. Rev.*, 80, 1090—1094 (1950).
14. Richer G. C., *Sheet Metal Inds.*, 111 (February 1950).
15. Ruder W. E., *Trans. AIME*, 569—586 (1913).
16. Steinmetz C. P., *Theory and Calculation of Transient Electric Phenomena and Oscillations*, N. Y., 1920, 3-rd ed.
17. Bozorth R. M., *Elec. Engr.*, 54, 1251—1261 (1935).
18. Bozorth R. M., *Bell Syst. Tech. J.*, 19, 1—39 (1940).
19. Bitter F., *Introduction to Ferromagnetism*, N. Y., 1937, 1-st ed.
20. Brailsford F., *Magnetic Materials*, Lnd. — N. Y., 1948, pp. 20—60.
21. Bozorth R. M., *Revs. Mod. Phys.*, 19, 74 (1947).
22. Seitz F., *The Physics of Metals*, N. Y., 1943.
23. Slater J. C., *Phys. Rev.*, 36, 57—64 (1930).
24. Shockley W., *Bell Syst. Tech. J.*, 18, 719 (1939).
25. Ruder W. E., *Trans. Am. Soc. Steel Treating*, 8, 23—29 (1925).
26. Barrett Ch. S., *Structure of Metals*, N. Y., 1943.
27. Doan G. E. and Mahla E. M., *The Principles of Physical Metallurgy*, N. Y., 1941.
28. Honda K. and Kaya S., *Sci. Rep. Tôhoku Imp. Univ.*, ser. 1, 15, 721—753 (1926).

29. Kaya S., *Sci. Rep. Tôhoku Imp. Univ.*, ser. 1, 17, 639—663 (1928).
30. Bozorth R. M., *J. Appl. Phys.*, 8, 582—583 (1937).
31. Kleis J. D., *Phys. Rev.*, 50, 1178—1181 (1936).
32. Kittel Ch., *Revs. Mod. Phys.*, 21, 541—583 (1949).
33. Williams H. J., Bozorth R. M. and Shockley W., *Phys. Rev.*, 75, 155—178 (1949).
34. Bozorth R. M. and Williams H. J., *Revs. Mod. Phys.*, 17, 72—80 (1945).
35. Kaya S., *Revs. Mod. Phys.*, 25, 49 (1953).
36. Alley R. E., Jr., *Bell Syst. Techn. J.*, 32, 1155 (1953).

## Глава 2

1. Goss W. P., *Trans. ASM*, 33, 511—544 (1935).
2. Bozorth R. M., *Trans. ASM*, 23, 1107—1111 (1935).
3. Morrill W., *Metal Prog.*, 54, 675—678 (1948).
4. Morrill W., *Gen. Elec. Rev.*, 53, 16—21 (1950).
5. Hodnette J. H. and Horstman C. C., *Westinghouse Engr.*, 1, 52—56 (1941).
6. U. S. Pat. 2501846.
7. Sendzimir T., *Iron Steel Engr.*, 53 (1946).
8. Cole G. H., *Elec. Mfg.*, 38, 104—107; 190—200 (1946).
9. Gould H. L. B., *Elec. Engr.*, 69, 544—548 (1950).
10. Hicks L. C., *Elec. Mfg.*, 37, 114—116 (1946).
11. Ganz A. G., *Elec. Engr.*, 65, 177 (1946).
12. Elmen G. W., *Elec. Engr.*, 54, 1292—1299 (1935).
13. Boothby O. L. and Bozorth R. M., *J. Appl. Phys.*, 18, 173—176 (1947).
14. Elmen G. W., *J. Franklin Inst.*, 206, 317 (1928).
15. Dillinger J. F. and Bozorth R. M., *Physics*, 6, 279 (1935).
16. Chegwiddden R. A., *J. Metals*, 1, 570 (1949).
17. Smoluchowski R. and Turner R. W., *J. Appl. Phys.*, 20, 745—746 (1949).
18. Goldman J. E. and Smoluchowski R., *Phys. Rev.*, 75, 140—147 (1949).
19. Libsch, Both, Beckman, Warren and Franklin, *Trans. AIME*, 188, (1950); *J. Metals*, 287—296 (1950).
20. Snoek J. L., *Phillips Tech. Rev.*, 8, 353 (1946).
21. Littman M. F., *Trans. AIEE*, Part I, 71, 220—223 (1952).
22. Horstman C. C., *Tele-Tech*, 40—42 (1952).

## Глава 3

1. Bozorth R. M., *Ferromagnetism*, N. Y., 1953.
2. Harris F. K., *Electrical Measurements*, N. Y., 1952.
3. Laws F. A., *Electrical Measurements*, N. Y., 1938.

4. Harris F. K., *Electrical Measurements*, N. Y., 1952, pp. 301—321.
5. Spooner T., *Properties and Testing of Magnetic Materials*, N. Y., 1927, pp. 220—224.
6. Harris F. K., *Electrical Measurements*, N. Y., 1952, pp. 362—383.
7. Zamsky J., *Elec. Engr.*, **66**, 678—680 (1947).
8. Dieterly D. C., *Elec. Mfg.*, 124—127 (1953).
9. Lord H. W., *Trans. AIEE*, **71**, Part I, 269—272 (1952).
10. Harris F. K., *Electrical Measurements*, N. Y., 1952, pp. 383—395.
11. Koppelman F., *Elektrotech. u. Maschinenbau*, 27—30 (1951).
12. Koppelman F., *Elektrotech. u. Maschinenbau*, 225—229 (1951).
13. Koppelman F., *AEG Mitt.*, **42**, № 7/8, 172 (1952).
14. Cioffi P. P., *Rev. Sci. Instr.*, **21**, 624—628 (1950).
15. Kaufmann A., *Instruments*, **26**, 1360 (1953).
16. Siskind P., *Trans. AIEE*, **72**, Part I, 572—576 (1953).
17. Roberts R. W., AIEE Conference Paper, January 1954.
18. Koppelman F., *AEG Prog.*, № 3, 77—81 (1953).

## Глава 4

1. *Trans. AIEE*, **70**, Part I, 445—450 (1951).
2. Finzi L. A. and Pittman G. F., Jr., *Elec. Engr.*, **72**, 690—694 (1953).
3. Boyajian A., *AIEE J.*, 958—956 (1924); *Trans. AIEE*, **43**, 919—936 (1924).
4. Aggers C. V. and Pakala W. E., *Elec. J.*, 55—57 (1937).
5. Reuss K., *Arch. Elektrotech.*, **33**, 777—800 (1938).
6. Holubow H., *Elektronik Inds.*, **4**, 76—79 (1945).
7. Vance P. A., *Gen. Elec. Rev.*, **50**, 17—21; 42—44 (1947).
8. Crow L. R., *Saturating Core Devices*, Vincennes, Ind., 1949.
9. Johnson W. C., Merrill B. C. and Alley R. E., Jr., *Trans. AIEE*, **68**, Part I, 31—40 (1949); *Elec. Engr.*, **68**, 417 (1949).
10. Krämer W., *ETZ*, **58**, 1309—1313 (1937).
11. Hedström S. E., *Elementa*, **29**, (1946).
12. Krabbe U. H., *The Transducer Amplifier*, Orebro, 1947.
13. Lamm A. U., *The Transducer*, Stockholm, 2nd ed., 1948.
14. Storm H. F., *Trans. AIEE*, **69**, Part II, 756—765 (1950).
15. Milnes A. G., *Proc. IEE*, **97**, Part II, 460—483 (1950).
16. Ramey R. A., *Trans. AIEE*, **70**, Part II, 2124—2128 (1951).
17. Wilson T. G., *Trans. AIEE*, **71**, Part I, 1—10 (1952).
18. Milnes A. G., *Proc. IEE*, **99**, Part II, 13—23 (1952).
19. Buchhold Th., *Arch. Elektrotech.*, **36**, 221—238 (1942).
20. Gale H. M. and Atkinson P. D., *Proc. IEE*, **96**, Part I, 99—124 (1949).
21. Storm H. F., *Trans. AIEE*, **68**, 596 (1949).
22. Kühn L., *Frequenz*, **89** (1953).
23. Schilling W., *Elektrotech. u. Maschinenbau*, **70**, 261—269 (1953).

24. Johnson W. C., *Elec. Engr.*, 72, 583—588 (1953).
25. Ramey R. A., *Elec. Engr.*, 72, 791—795 (1953).
26. Miles J. G., *Trans. AIEE*, 71, Part I, 229—238 (1952).
27. *Trans. AIEE*, 70, Part II, 2104—2123 (1951).
28. Finzi L. A. and Jackson R. R., AIEE Conference Paper, January 1954 (будет опубликовано в *Trans. AIEE*, 73 (1954)).

## Глава 5

1. Williams F. C. and Noble S. W., *Proc. IEE*, 97, Part II, 445—474 (1950).
2. Sack H. S. et al., *Proc. IRE*, 1375—1382 (1947).
3. Noble S. W. and Baxandall P. J., *Proc. IEE*, 99, Part II (1952).
4. Ramey R. A., *Trans. AIEE*, 70, Part II, 1214—1223 (1951).
5. Frost-Smith E. H., *Proc. IEE*, 100, Part II, № 76, 362—375 (1953).

## Глава 7

1. Reyner J. H., *The Madnetic Amplifier*, Lnd., 1950.
2. Lamm U., *J. ASEA*, 66—80 (1939).
3. *J. ASEA*, 3—20 (1948).
4. Boyajian A., *AIEE J.*, 958—966 (1924); *Trans. AIEE*, 43, 919—936 (1924).

## Глава 8

1. Ryan H. J., *Trans. AIEE*, 18, 169—190 (1901).
2. Besag E., *ETZ*, 40, 236—237 (1919).
3. Krämer W., U. S. Pat. 2153377, 1939.
4. Krämer W., U. S. Pat. 2153378, 1939.
5. Krämer W., *Arch. tech. Messen*, V 3213—3 T139 (1939).
6. Schilling W., *Elektrotech. u. Maschinenbau*, 59, 397—406 (1941).
7. Schilling W., *ETZ*, 71, 7—13 (1950).
8. Specht T. R. and Wagner R. N., *Trans. AIEE*, 69, 828—832 (1950).
9. Storm H. F., *Trans. AIEE*, 69, Part II, 1299—1309 (1950).

## Глава 9

1. Edgley R. K. and Hamilton F. L., *Proc. IEE*, 99, Part II, 297—313 (1952).
2. Thomson L. W. and Crever F. E., U. S. Pat. 2454582, 1948.
3. Storm H. F., *Trans. AIEE*, 70, Part I, 1014—1017 (1951).
4. Derr W. A. and Cham E. J., *Trans. AIEE*, 72, Part III, 220—229 (1953).

## Глава 10

1. Storm H. F., *Trans. AIEE*, 70, Part I, 95—102 (1951); *Elec. Engr.*, 70, 442 (1951).
2. Chestnut H. and Mayer R. W., *Servomechanisms and Regulating System Design*, N. Y., vol. 1, 1951, p. 124.

3. Gale H. M. and Atkinson P. D., *Proc. IEE*, 96, Part I, 99—124 (1949).
4. Chestnut H. and Mayer R. W., *Servomechanisms and Regulating System Design*, N. Y., vol. 1, 1951, p. 291.
5. Berg E. J., *Heaviside's Operational Calculus*, N. Y., 1936, p. 4.
6. Brown G. S. and Campbell D. P., *Principles of Servomechanisms*, N. Y., 1948, p. 146.
7. James H. M. et al., *Theory of Servomechanisms*, N. Y., 1947.
8. Berg E. J., *Heaviside's Operational Calculus*, N. Y., 1936, p. 164.
9. Brown G. S. and Campbell D. P., *Principles of Servomechanisms*, N. Y., 1948 p. 140.
10. Berg E. J., *Heaviside's Operational Calculus*, N. Y., 1936, p. 143.
11. Storm H. F., *Trans. AIEE*, 68, 188—194 (1949).
12. Brown G. S. and Campbell D. P., *Principles of Servomechanisms*, N. Y., 1948, p. 217.
13. Boyajian A., *Trans. AIEE*, 43, 937 (1924).
14. Johnson W. C. and Latson F. W., *Trans. AIEE*, 69, 353—359 (1950).
15. Harder E. L. and Horton W. F., *Trans. AIEE*, 69, 1130—1138 (1950).
16. Valentin M. A., *Rev. d'électricité et de mécanique*, № 74, 1—16 (1948).
17. Krämer W., *ETZ*, 58, 1309—1313 (1937).
18. Schilling W., *ETZ*, 71, 7—13 (1950).
19. Geyger W. A., *Electronics*, 189—191 (1953).
20. Roman S., Thesis, Polytechn. Inst. Brooklyn, 1951.
21. Smith E. J., *Trans. AIEE*, 72, Part I, 461—465 (1953).
22. Dunnegan T., Jr. and Harnden J. D., Jr., AIEE Techn. Paper (будет опубликовано в *Trans. AIEE*, 73 (1954)).
23. Ettinger G. M., *Electronics*, 163 (January 1954).

## Глава 11

1. Storm H. F., *Trans. AIEE*, 71, Part I, 335—343 (1952).
2. Henisch H. K., *Metal Rectifiers*, Oxford, 1949.
3. Henney K., *The Radio Engineers Handbook*, N. Y., 3-rd ed., 1941.
4. Mamon M., *Elec. Mfg.*, 136 (August 1953).

## Глава 12

1. Lauer H. et al., *Servomechanism Fundamentals*, N. Y., 1947.
2. James H. M. et al., *Theory of Servomechanisms*, N. Y., 1947.
3. Brown G. S. and Campbell D. P., *Principles of Servomechanisms*, N. Y., 1948.



4. Chestnut H. and Mayer R. W., *Servomechanisms and Regulating System Design*, N. Y., vol 1, 1951.
5. Berg E. J., *Heaviside's Operational Calculus*, N. Y., 1936.
6. Storm H. F., *Trans. AIEE*, **72**, Part I, 629—640 (1953).

## Глава 13

1. Rosenberg E., *Elec. Engr.*, **73**, 203—208 (1954).
2. Alexanderson E. F. W., U. S. Pat. 1328797, 1920.
3. Dowling P. H., U. S. Pat. 1739579, 1929.
4. Bentall A. A. L., *Metropolitan-Vickers Gaz.*, **23**, 55—68 (1949).
5. Pestarini J. M., *Metadyne Statics*, N. Y., 1952.
6. Morgan R. E., *Elec. Engr.*, **63**, 663—667 (1949).
7. Ogle H. M., *Gen. Elec. Rev.*, **53**, 32—35; 41—46 (1950).
8. Alexanderson E. F. W. et al., *Gen. Elec. Rev.*, **43**, 104 (1940).
9. Tustin A., *D-C Machines for Control Systems*, N. Y., 1952.
10. Geyger W. A., *Trans. AIEE*, **72**, Part I, 383—395 (1953).
11. Buchhold Th., *Arch. Elektrotech.*, **36**, № 4, 221—238 (1942).
12. Johnson W. C., *Elec. Engr.*, **72**, № 7, 583—588 (1953).
13. FitzGerald A. S., *J. Franklin Inst.*, **247**, 223, 457 (1949).
14. Finzi L. A. et al., *Trans. AIEE*, **71**, Part I, 157—164 (1952).
15. Kikuchi T. and Haga N., *Techn. Paper Japanese IEE*, May 1953.
16. Morgan R. E. and McFerran J. B., *Trans. AIEE*, **73**, Part I, 245—249 (1954).

## Глава 14

1. Storm H. F., *Trans. AIEE*, **72**, Part I, 182—192 (1953).
2. Carleton J. T. and Horton W. F., *Trans. AIEE*, **71**, Part I, 239—245 (1952).
3. Graybeal T. D., *Trans. AIEE*, **70**, 985—990 (1951).
4. Stout T. M., *Trans. AIEE*, **71**, Part II, 255—260 (1952).
5. Stout T. M., *Trans. AIEE*, **72**, Part I, 561—567 (1953).
6. Oldenbourg R. C. and Sartorius H., *The Dynamics of Automatic Controls*, N. Y., 1948.
7. Chu Y., *Trans. AIEE*, **71**, Part II, 291—296 (1952).

## Глава 15

1. Storm H. F., *Trans. AIEE*, **72**, Part I, 629—640 (1953).
2. Roberts R. W., *Westinghouse Engr.*, 195 (1952).
3. Pettit R. D., *Magnetats and Their Applications*, Publ. G12011, Rugby.
4. Dornhoefer W. J., *Elec. Engr.*, **68**, 988 (1949); *Trans. AIEE*, **68**, Part II, 835—850 (1949).
5. Jonas J., U. S. Pat. 1434346, 1922.
6. Logan F. G., U. S. Pat. 2068188, 1937.
7. Castel M., *Bull. assoc. ing. elec. Montefiore*, **66**, 75 (1953).

## Глава 16

1. Phillips R. A., Discussion to *Trans. AIEE*, 72, Part I, 629—640 (1953).
2. Wagner K. W., *Arch. Elektrotech.*, 159—193 (1916).
3. Finzi L. A. and Durand H. L., Carnegie Inst. Tech. Rep. 9, Oct. 1951; *Proc. Nat. Electronic Conf.*, 7, 498—514 (1951).
4. McConnell H. M., AIEE Techn. Paper 54—146 (будет опубликовано в *Trans. AIEE*, 73 (1954)).

## Глава 17

1. Geyger W. A., *Trans. AIEE*, 70, Part II, 1707—1720 (1951).
2. Logan F. G., U. S. Pat. 2126790, 1938.
3. Geyger W. A., *Magnetic Amplifier Circuits*, N. Y., 1954.

## Глава 18

1. Ver Planck D. W., Finzi L. A. and Beaumariage D. C., *Trans. AIEE*, 68, Part I, 565—570 (1949).
2. Prince D. C. and Vogdes F. B., *Principles of Mercury-Arc Rectifiers and Their Circuits*, N. Y., 1927.
3. Staff E. E., *Applied Electronics*, N. Y., 1943.
4. Geyger W. A., *Veröffentl. Siemens-Konzern*, 20, 253—267 (1941).
5. Dieterle D. C., *Elec. Mfg.*, 68 (January 1953); 124 (February 1953).

## Глава 19

1. Logan F. G., *Electronics*, 104 (October 1948).
2. Smith E. J., *Trans. AIEE*, 69, 1309—1317 (1950).
3. Esselman W. H., *Trans. AIEE*, 70, Part I, 451—459 (1951).
4. Lehman H., *Trans. AIEE*, 70 (1951).
5. Pittman G. F., Jr., *Trans. AIEE*, 73, Part I, 45—49 (1954).
6. Lord H. W., *Trans. AIEE*, 72, Part I, 721—728 (1953).
7. Conrath J. R., *Electronics*, 119—121 (November 1952).
8. Cohen S. B., *Proc. IRE*, 1009—1020 (1951).
9. Huhta H., AIEE Techn. Paper 54—161 (будет опубликовано в *Trans. AIEE*, 73 (1954)).
10. Van Allen R. L., *Trans. AIEE*, 72, Part I, 749—757 (1953).

## Глава 20

1. Staff E. E., *Electric Circuits*, N. Y., 1943.
2. Finzi L. A. and Jackson R. R., AIEE Conference Paper, January 1954 (будет опубликовано в *Trans. AIEE*, 73 (1954)).

## Глава 21

1. Staff E. E., *Magnetic Circuits and Transformers*, N. Y., 1943.
2. Wenz E. C., *Westinghouse Engr.*, 3, 115—117 (1943).
3. Lee R., *Electronic Transformers and Circuits*, N. Y., 1947.
4. Vance P. A., *Gen. Elec. Rev.*, 50, № 8, 17 (1947); № 9, 42 (1947).
5. Crow L. R., *Saturating Core Devices*, Ann. Arbor, 1949.
6. Cole G. H., *Elec. Engr.*, 72, № 5, 411.
7. Dornhoefer W. J. and Krummenacher V. H., *Elec. Mfg.*, 47, № 3, 94 (1951); № 4, 112 (1951); 48, № 2, 106 (1951); № 3, 92 (1951).
8. Milnes A. G., *J. IEE*, 99, Part IV, 336—357 (1952).
9. Butcher F. E. and Willheim R., *Proc. IRE*, 40, 261—270 (1952).
10. Macfadyen K. A., *Small Transformers and Inductors*, Lnd., 1953.
11. Hoh S. R., *Tele-Tech*, 86 (October, November 1953).
12. Goodell J. D., *Electronics*, № 1, 200 (1954).

## Глава 22

1. Munck, *Ann. Phys.*, 34, 437 (1836).
2. Braun F., *Ann. Phys.*, 135, 556 (1874).
3. Siemens W., *Ann. Phys.*, 2, 521—550 (1877).
4. Fritts C. T., *Am. J. Sci.*, 26, 465—472 (1883).
5. Pierce C. W., *Phys. Rev.*, 25, 31—60 (1907).
6. Pawlowsky, Germ. Pat. 163882, 1904.
7. Grondahl L. O., U. S. Pat. 1640335, 1926.
8. Presser, Germ. Pat. 519349, 1928.
9. Definitions and Test Standards for Metallic Rectifiers, AIEE, January 1950.
10. Torrey and Whitmer, *Crystal Rectifiers*, N. Y., 1948.
11. Harty E. A., *Factory Management and Maintenance*, March 1950.
12. Harty E. A., *Trans. AIEE*, 62, 624—625 (1943).
13. Harty E. A., AIEE Pub. S—50, July 1952, *Electronic Converter Application and Tubes*, pp. 74—76.
14. Standards for Metallic Rectifiers, MR-1-1953, NEMA.
15. Oldekop W., *Zs. f. Phys.*, 134, 66—77 (1952).
16. Pittman G. F., Jr., AIEE Techn. Paper 54—164 (будет опубликовано в *Trans. AIEE*, 73 (1954)).
17. Sikorra D. J., AIEE Conference Paper, January 1954.
18. Peters C. et al., *GEC Telecommun.*, № 17, 34 (1953).
19. Stiassny W., *Elektrotech. u. Maschinenbau*, 70, 409, 437, 455 (1953).
20. Gramels J., *Bell Syst. Tech. J.*, 32, 1469—1492 (1953).

## Глава 23

1. Alexanderson E. F. W. and Nixdorff S. P., *Proc. IRE*, 4, 101—129 (1916).
2. Alexanderson E. F. W., U. S. Pat. 1328610, 1920.

3. Alexanderson E. F. W., U. S. Pat. 1206643, 1916.
4. Alexanderson E. F. W., U. S. Pat. 1328797, 1920.
5. Alexanderson E. F. W., *Gen. Elec. Rev.*, **23**, 794—803 (1920).
6. Bucher E. E., *Gen. Elec. Rev.*, **23**, 813—839 (1920).

## Глава 24

1. Hopkins A., *Sct. Amer.*, **142**, № 2, 135—137 (1930).
2. *Elec. World*, **102**, 277—282 (1933). Chambers D. C., *Elec. Engr.*, **54** (1935); U. S. Pat. 1904485, Livingston O. W.
3. Cockrell W. D., *Industrial Electronic Control*, N. Y., 2-nd ed., 1950.
4. Smith C. G., *Elec. World*, **99**, 109B—199 (1932); **101**, 321 (1933).
5. Cockrell W. D., *Electron. Inds.*, **5**, 48—53 (1946).
6. Chute G. M., *Electronics in Industry*, N. Y., 1946, p. 386.
7. Lamm U., *J. ASEA*, **16**, 73 (1939).
8. Staff E. E., *Applied Electronics*, N. Y., 1943.
9. Cockrell W. D., *Electronics*, **17**, 124—128 (1944).
10. Noble S. W. and Baxandall P. J., *Proc. IEE*, **99**, Part II, № 70, 327—348 (1952).
11. Sack H. S., Beyer R. T., Miller G. H. and Trishka J. W., *Proc. IRE*, **35**, 1375 (1947).
12. Hine A., *Proc. IEE*, **98**, Part II, № 64, 485—498 (1951).
13. Crow L. C., *Saturating Core Devices*, Vincennes, Ind., 1949.
14. Principle of Operation, P-10 Automatic Pilot with Flight Paths Control, Publ. 73—21A, 1947, Bendix Aviation Corp., Eclipse — Pioneer Div., Teterboro, N. J.
15. Morecroft J. H., *Principles of Radio Communication*, N. Y., 3-rd ed., 1933.
16. Derr W. A. and Cham E. J., *Trans. AIEE*, **72**, Part-III, 220—229 (1953).
17. Harriott L. C., *Proc. Nat. Electronics Conference*, 1953.
18. Newhall E. et al., *Electronics*, № 9, 112 (1952).
19. Stiber S., *Electronics*, № 7, 186 (1953).
20. Krämer W., *ETZ*, **71**, 185—188 (1950).
21. Blake L. R., *Proc. IEE*, **100**, Part II, 296—309 (1953).

## Глава 25

1. McEachron K. B., *Trans. AIEE*, 410—420 (1930).
2. Becker J. A., *Elec. Engr.*, 711—725 (1946).
3. Geyger W. A., *Elec. Engr.*, **69**, 459 (1950).
4. Harris W. R., *Westinghouse Engr.* (November 1952).
5. Moore R. W., *Westinghouse Engr.* (November 1952).
6. Fisher M. H., *Westinghouse Engr.* (March 1953).
7. Haverstick S. A., *Westinghouse Engr.* (July 1953).
8. Fisher M. H., *Westinghouse Engr.*, 162—167 (September 1953).

9. Rose H. A., *Trans. AIEE*, **72**, Part II, 305—314 (1953).
10. Ettinger, *Magnetic Amplifiers*, Lnd — N. Y., 1953.
11. Jentsch W., *AEG Prog.*, 101—103 (July 1953).

## Глава 26

1. Lufcy C. W., Schmid A. E. and Barnhart P. W., *Trans. AIEE*, **71**, Part I, 281—289 (1952).
2. Johnson T. C., *Elec. Engr.*, 703—708 (October 1945).
3. Crow L. R.; Synchros, Self-Synchronous Devices and Electrical Servomechanisms, Vincennes, Ind., 1953.
4. Geyger W. A., *Trans. AIEE*, **71**, Part I, 272—280 (1952).
5. Morgan R. E., Ogle H. M. and Wattenberger V. J., *Trans. AIEE*, **69**, 986—991 (1950).
6. Morgan R. E. and Walley J. A., *Trans. AIEE*, **69**, Part II, 1243—1248 (1950).
7. Zucchini M. B., *Electronics*, № 3, 133—135 (1954).

## Глава 27

1. Johnson T. C., *Elec. Engr.*, **64**, 703—708 (1945).
2. Brown G. S. and Campbell D. P., *Principles of Servomechanisms*, N. Y., 1948.
3. Chestnut H. and Mayer R. W., *Servomechanisms and Regulating System Design*, N. Y., 1951.
4. Ramey R. A., Nav. Res. Lab. Rep. № 3799, January 1951; *Trans. AIEE*, **70**, Part II, 2124—2128 (1951).
5. Attura M., *Electronics*, № 6, 161 (1953).
6. Spencer M., *Electronics*, № 8, 136 (1953).
7. Mulhern M. J., *Gen. Elec. Rev.*, 28—33 (1951).
8. Scorgie D. G., *Trans. AIEE*, **71**, Part II, 297—302 (1952).
9. Ramey R. A., *Trans. AIEE*, **72**, Part I, 442—446 (1953).
10. Finzi L. A. and Mathias R. A., *Trans. AIEE*, **72**, Part I, 455—461 (1953).
11. Wang A., *Proc. IRE*, **39**, 401 (1951).
12. Wang A., *Electronics*, № 5, 200 (1953).
13. Rajchman A., *Proc. IRE*, **41**, 1407 (1953).
14. Van Allen R. L., *Trans. AIEE*, **72**, Part I, 749—757 (1953).
15. Scorgie D. G., *Trans. AIEE*, **72**, Part I, 741—749 (1953).
16. House C. B., *Trans. AIEE*, **72**, Part I, 728—735 (1953).
17. Rote W. A., *Electronics*, № 12, 170 (1953).
18. Felch E. P. and Potter J. L., *Trans. AIEE*, **72**, Part I, 524—531 (1953).
19. Papian W. N., *Proc. IRE*, № 4, 475—478 (1952).
20. Brown D. R. and Albers-Schoenberg E., *Electronics*, № 4, (1953).

21. Buck D. A. and Frank W. I., *Trans. AIEE*, **72**, Part I, 822—830 (1953).
22. Zucchini M. B., *Electronics*, № 3, 168—171 (1954).
23. Duffling P. und Tschermak, *Siemens Zs.*, 140—144 (1952).
24. Hughes G. E. and Miller H. A., *Trans. AIEE*, **73**, Part I, 69—75 (1954).

## Глава 28

1. Storm H. F., *Proc. Nat. Electronics Conf.*, **7**, 247—253 (1951).
2. Kallenbach G. K. et al., *Trans. AIEE*, **71**, Part II, 201—205 (1952).
3. Tustin A., *D-C Machines for Control Systems*, N. Y., 1952.
4. Bedford B. D., U. S. Pat. 2636158, 1948; pat. Apr. 21, 1953.
5. Storm H. F., *Trans. AIEE*, **70**, Part I, 95—102 (1951).
6. Chappuis C. K. and Olmsted L. M., *Trans. AIEE*, **65**, Part I, 12—17 (1946).
7. Plette D. L. and Britten H. H., AIEE Conference Paper, October, 1952.

## Глава 29

1. Kittl E., *Elektrotech. u. Maschinenbau*, **65** (1950).
2. Koppelman F., *AEG-Mitt.*, 194—209 (1951).
3. Kleinvogel H. J., *Siemens-Zs.*, 121 (1952).
4. Way K. J., *Electronics*, № 7, 14—16 (1937).
5. Suits C. G., *Trans. AIEE*, 914—922 (1932).
6. Hunter W. A. and Temoshok M., *Trans. AIEE*, **71**, Part III, 894—901 (1952).
7. Storm H. F., *Trans. AIEE*, **70**, Part I, 1014—1017 (1951).
8. Mayne H. W., *Elec. Engr.*, 462—476 (1937).
9. Friedlander E., *Siemens-Zs.*, **15**, № 5, 178—181 (1935).
10. Geyger W., *Arch. Tech. Messen.*, J062-7, November 1934, and J062-8, December 1934.
11. Beck E., *Elektrotech. u. Maschinenbau*, **63**, 57—60 (1942).

Нижеперечисленные публикации появились после составления перечня литературы к главам 1—29.

1. Johnson L. J., *Elec. Mfg.*, 130—133 (May 1954).
2. Derr W. A. and Cham E. J., *Elec. Mfg.*, 136—141 (March 1954).
3. Ellis E. E., *Elec. Light and Power*, 103 (April 1954).
4. Berge R. I. and Guderjohn C. A., *Electronics*, № 7, 147—149 (1954).
5. McElhenny S. W. and Smith R. W., *Trans. AIEE*, **73**, Part II, 158—160 (1954).
6. Frank M. et al., *Trans. AIEE*, **73**, Part I, 182—188 (1954).
7. Coales J. F., *Proc. IEE*, **101**, Part II, № 80, 83—99 (1954).
8. Leon H. I. and Rosenstein A. B., Rep. 54—48, Univ. Calif., Los Angeles.

9. Gross M. R., J. Am. Soc. Nav. Engrs., 65, 215—245 (1954).
10. Ross H. McG., *Proc. IEE*, 101, Part II, № 82, 417—430 (1954).
11. Maine A. E., *Electronic Engr.*, 180—185 (May 1954).
12. Brown J. J. W., *Gen. Elec. Rev.*, 53—57 (July 1954).
13. Lufcy C. W. and Woodson H. H., *Trans. AIEE*, 73, Part I, 220—226 (1954).
14. Newhouse V. L., *Electronic Engr.*, 192—199 (May 1954).
15. *Engineering*, 177, 28 (1954).

Работы [16] — [39], представленные на конференции, состоявшейся в июне 1954 г. в Лос-Анжелесе.

16. Hamilton H. J., AIEE Conference Paper, June 1954.
17. Mitch J. E., Lewis H. A. and Parnell R. A., AIEE Conference Paper, June 1954.
18. Lord H. W., *Trans. AIEE*, 73, Part I, 265—270 (1954).
19. Dunnegan T., Jr. and Harnden J. D., Jr., Techn. Paper 54—260.
20. Higa W. H., AIEE Conference Paper, June 1954.
21. Woerdemann H. H., AIEE Conference Paper, June 1954.
22. Morrison R. and Downs G. W., AIEE Conference Paper, June 1954.
23. Wolfram B. M., AIEE Conference Paper, June 1954.
24. Strate W. H., AIEE Conference Paper, June 1954.
25. Finzi L. A. and Jackson R. R., *Trans. AIEE*, 73, Part I, 270—279 (1954).
26. Finzi L. A. and Jackson R. R., *Trans. AIEE*, 73, Part I, 279—288 (1954).
27. Storm H. F., Techn. Paper 54—316.
28. Hubbard R. M., Techn. Paper 54—247.
29. Davis B. E. and Swift I. H., AIEE Conference Paper, June 1954.
30. Crawford J. A., AIEE Conference Paper, June 1954.
31. Johnson L. J. and Rauch S. E., Techn. Paper 54—248.
32. Glover G. C., Mooney D. H. and Timmel F. G., AIEE Conference Paper, June 1954.
33. Arnold F. M., AIEE Conference Paper, June 1954.
34. Ramey R. A., AIEE Conference Paper, June 1954.
35. Decker R. O., AIEE Conference Paper, June 1954.
36. Royer G. H., AIEE Conference Paper, June 1954.
37. Pittman G. F., Jr., AIEE Conference Paper, June 1954.
38. Evans W. G. and Stearley G. H., AIEE Conference Paper, June 1954.
39. Schaelchlin W. and Fisher M. H., AIEE Conference Paper, June 1954.
40. Bradley S. L., *Westinghouse Engr.*, 125—128 (May 1954).
41. Carleton J. T., Bobo P. O. and Burt D. A., *Trans. AIEE*, 73, Part III, 869—874 (1954).
42. Legg V. E. and Owens C. D., *Elec. Engr.*, 73, № 8, 726—729 (1954).
43. Moffat B., *Electronics*, p. 174—178 (Sept. 1954).
44. Pagano E. L., *Electronics*, p. 200—212 (Sept. 1954).

- 1) Доклады, зачитанные на Национальной конференции по электронике в Чикаго (1954 г.).
45. Behr J. L., Application of Magnetic-Amplifier Circuits.
46. Decker R. O. and Horton W. F., A 400-Cps Magnetic Amplifier for A-C Servo Application.
47. Ball R. H., A Miniature Amplistat for Aircraft Applications at 400 F Ambient Temperature.
48. Weir E. V., Magnetic Amplifier Provides Automatic Gauge Control on Sendzimir Cold Rolling Mill.
49. Gourash F., A 2-Stage Low-Level Magnetic Amplifier with Negative voltage Feedback.
50. Gieseler L. P., Magnetic Switching Network for Data-Handling Systems.
51. Johnson L. J. and Rauch S. E., Single-Phase Magnetic Amplifiers with Decicycle Response.
52. Bruce Seddon Jr., Rectifiers in Magnetic Amplifier Circuits.
- 2) Труды Американского института инженеров-электриков, доложенные на Чикагской конференции этого института в октябре 1954 г.
53. Schnitzler A. D., Derivative Controlled Magnetic Amplifiers.
54. Morgan R. E., The Biased Rectifier Amplifier — a Pulse Magnetic Amplifier.
55. Evans W. G., Saturating Transformer Reference Circuits.
56. Decker R. O., Alteration of the Dynamic Response of Magnetic Amplifiers by Feedback Techniques.
57. Davis B. E. and Swift I. H., An Analog Computer Technique Using Magnetic Amplifiers.
58. Kaplan H. and Wolff G., Techniques for Measuring Self-Saturating Magnetic Amplifier Performance.
59. Roberts R. W., Magnetic Characteristics Pertinent to the Operation of Cores in Self-Saturating Magnetic Amplifier.
60. Radus R. J., Single-Ended Saturable Reactor Circuit with Quiescent Current Compensation.
61. Mohr G. R. and Lee Rueben, Magnetic Amplifier Control of RF Generators.
- 3) Труды Американского института инженеров-электриков, доложенные на Ридингской конференции (Пенсильвания).
62. Parker R. E., Amplistat Regulated Full-Fashioned Hosiery Machine Drive.
63. Bedford B. D., Dodson G. C., Willis C. H., An Analysis of Optimum Core Configuration for Magnetic Amplifiers, planned for publication in the AIEE Trans., vol. 74, 1955.



## ОТЕЧЕСТВЕННАЯ ЛИТЕРАТУРА ПО МАГНИТНЫМ УСИЛИТЕЛЯМ

- Шенфер К. И., Устройство для усиления микрофонного тока с применением самоиндукции, пат. № 42 от 19/II — 1920, кл. 21а, 18/08.
- Вологдин В. П., Статический умножитель частоты, Телефония и телеграфия без проводов, 2 (1920).
- Мандельштам Л. И., Папалекси Н. Д., Устройство для модулирования, пат. № 6018 от 22/XII — 1925.
- Вонский М., Статические трансформаторы частоты, *Известия ЛПИ*, 31 (1928).
- Алексеева М. М., Исследование работы трансформатора, по вторичной обмотке которого проходит постоянный ток, *Вестник электротехники*, № 2 (1930).
- Левин Л. П., Устройство для регулирования, авт. свид. № 38231 от 7/IV — 1932.
- Вологдин В. П., Усилитель, авт. свид. № 40425 от 5/IV — 1934, кл. 24а, 2, 27.
- Гусаков В., Об индуктивности дроссельной катушки, подмагничиваемой постоянным током, *Электричество*, № 18 (1935).
- Комар В. Г., Дроссели насыщения, *Электричество*, № 18 (1935).
- Рукавишников И. Н., Ермолин И. П., Умножение частоты с помощью трансформаторов, *Электричество*, № 15 (1935).
- Гольдфарб Л. С., Герценберг Г. Р., Магнитный усилитель мощности и его применение для бесконтактного фотореле, *Отчет ВЭИ*, Г-5-025 (1936).
- Левин Л. П., Реле, авт. свид. № 38229 от 14/X — 1936.
- Вульфсон К., О магнитном усилителе, *ЖТФ*, № 11 (1937).
- Герценберг Г. Р., Дроссель насыщения как усилитель мощности, *Автоматика и телемеханика*, № 2 (1938).
- Михайлов А., Методы параметрической стабилизации токов и напряжений, *Автоматика и телемеханика*, № 1 (1938).
- Чистяков И., Проектирование трансформаторов и дросселей с железным сердечником, *ИЭСТ*, № 10 (1938).
- Гольдфарб Л. С., Герценберг Г. Р., Определение гармоник тока и напряжения в электрических цепях, содержащих железо, *Электричество*, № 1 (1939).
- Петров Н. И., Регулятор напряжения с применением дросселей насыщения и купроксных выпрямителей, *Электричество*, № 8 (1939).

- Фельдбаум А. А., Магнитный усилитель напряжения, *Автоматика и телемеханика*, № 5 (1939).
- Барский Б. А., Быстродействующий автоматический потенциометр ВЭИ, *Бюллетень ВЭИ*, № 4 (1940).
- Гусев В. В., Настройка катушки Петерсена постоянным током, *Электрические станции*, № 2 (1940).
- Маркс В. О., Алесин В. Д., Измерение больших сил постоянного тока с помощью измерительных трансформаторов, *Измерительная техника*, № 3, 4 (1940).
- Марьяновский Д. И., Регулирование напряжения осветительной сети Дворца Советов, *Бюллетень ВЭИ*, № 1 (1941).
- Мойжес Л. И., Компенсированный реактор, *Электричество*, № 2 (1941).
- Кикоин И., Губарь С., Обухов В., Новая система электроизмерительной аппаратуры для измерения постоянных токов большой силы, *Вестник электропромышленности*, № 7—8 (1942).
- Ивахненко А. Г., Устройство для автоматического регулирования асинхронных двигателей, авт. свид. № 67781 от 6/IV — 1943, *Бюллетень изобретений*, № 2 (1947).
- Шенфер К. И., Иванов А. А., Дроссель насыщения для дуговой электросварки, *Вестник электропромышленности*, № 4—5 (1943).
- Берштейн И. Л., Об одном типе магнетометра (эрстедметра), *Изв. АН СССР*, серия физ. 8, № 4 (1944).
- Горелик Г. С., О нелинейных явлениях, происходящих при суперпозиции перпендикулярных магнитных полей, *Изв. АН СССР*, серия физ. 8, № 4 (1944).
- Комар В. Г., Стабилизаторы напряжения и тока с феррорезонансным управлением дросселями насыщения, *Электричество*, № 11—12 (1944).
- Марьяновский Д. И., Автоматическое регулирование напряжения дросселями насыщения, *Вестник электропромышленности*, № 10 (1944).
- Цыпкин Я. З., О цепях, содержащих катушку с железом, *Электричество*, № 10 (1944).
- Осовец С. М., Дроссели насыщения, канд. дисс., ВЭИ, 1945.
- Цыпкин Я. З., Нерезонансные электрические цепи с переменным параметром, *Электричество*, № 8 (1946).
- Герценберг Г. Р., Регулирование напряжения для генераторов повышенной частоты, *Вестник электропромышленности*, № 8 (1947).
- Розенблат М. А., Магнитные усилители, канд. дисс., ИАТ, 1947.
- Бессонов Л. А., О потерях в стали при подмагничивании, *Вестник электропромышленности*, 18, № 12 (1947).
- Розенблат М. А., Экспериментальное исследование магнитного усилителя с обратной связью, *Автоматика и телемеханика*, VIII, № 3, стр. 179—191, 274—284 (1947).
- Розенблат М. А., Современные магнитные усилители (обзор), *Автоматика и телемеханика*, VIII, № 6 (1947).

- Барский С. З., Асинхронный привод с дроссельным управлением, *Вестник электропромышленности*, № 5 (1948).
- Бессонов Л. А., Аналитический расчет трехфазного устроителя частоты, *Труды МЭИ*, сборник к 75-летию К. А. Круг (1948).
- Бессонов Л. А., Расчет характеристики дросселей насыщения, дроссельных и каскадных магнитных усилителей, *Автоматика и телемеханика*, IX, № 4 (1948).
- Бессонов Л. А., Принципиальные схемы конструкций дросселей насыщения и магнитных усилителей, *Вестник электропромышленности*, № 4 (1948).
- Бессонов Л. А., Применение дросселей насыщения в современной технике, *Электричество*, № 5 (1948).
- Бессонов Л. А., Электрические цепи со сталью, Госэнергоиздат, 1948.
- Бессонов Л. А., К вопросу о расчете электрических цепей с учетом гистерезиса, *Электричество*, № 1 (1948).
- Боголюбов В. Е., Квазирелаксационные колебания в феррорезонансных цепях, *Труды МЭИ*, вып. 3 (1948).
- Богословский А. С., К расчету ферромагнитных усилителей мощности в установившемся режиме, канд. дисс., ЛПИ им. Калинина, 1948.
- Вонсовский С. В., Шур Я. С., Ферромагнетизм, Гостехиздат, 1948.
- Левин М. И., Методы расчета схем, содержащих цепи с ферромагнитными сердечниками, *Труды МЭИ*, вып. 3 (1948).
- Осовец С. М., Проектирование и расчет дросселей насыщения, *Электричество*, № 5 (1948).
- Пинчук А. Г., Исследование вопроса умножения частоты для целей телемеханики, канд. дисс., ЛЭТИ, 1948.
- Петров В. В., Методика расчета выпрямительных установок с дроссельными регуляторами, Сборник научных трудов ЦНИИС, Мин. связи, Связьиздат, 1948.
- Развитие дросселей насыщения как элементов систем автоматического управления и регулирования, *Электричество*, № 5 (1948).
- Розенблат М. А., Влияние четных гармоник на характеристики ферромагнитных материалов при одновременном намагничивании постоянным и переменным магнитными полями, *ЖТФ*, XVIII, вып. 6 (1948).
- Толстов Ю. Г., Работа измерительных трансформаторов постоянного тока при активной нагрузке, *Изв. АН СССР*, ОТН, № 4 (1948).
- Фельдбаум А. А., Введение в теорию нелинейных цепей, Госэнергоиздат, 1948.
- Эрглис К., Магнитный усилитель мощности, сборник статей Московского энергетического ин-та, *Автоматика и телемеханика*, Госэнергоиздат (1948).
- Бессонов Л. А., Аналитический расчет электрических цепей с учетом гистерезиса, *Электричество*, № 3 (1949).

- Бессонов Л. А., Потери в стали дросселей насыщения, *Вестник электропромышленности*, № 2 (1949).
- Герценберг Г. Р., Автоматические регуляторы напряжения системы ВЭИ, *Автоматика и телемеханика в энергосистемах* (1949).
- Займовский А. С., Усов В. В., Металлы и сплавы в электротехнике, Госэнергоиздат, 1949.
- Иносов В. Л., Цукерник Л. В., Возбуждение и компаундирование мощных синхронных генераторов с АРН без движущихся частей и электронных ламп, *Сборник трудов ИЭ АН УССР*, № 4 (1949).
- Комар В. Г., Регулирование напряжения генераторов постоянного тока магнитными усилителями, *Электричество*, № 4 (1949).
- Негнелицкий И. Б., Магнитный усилитель в релейном режиме, *Электричество*, № 4 (1949).
- Никифоров А. Г., Измерительный трансформатор постоянного тока, *Вестник электропромышленности*, № 10—11 (1949).
- Розенблат М. А., Основы расчета двухтактных магнитных усилителей мощности, *Автоматика и телемеханика*, X, № 1 (1949).
- Розенблат М. А., Железонасыщенные магнитные зонды, *Автоматика и телемеханика*, X, № 4 (1949).
- Розенблат М. А., Магнитные усилители, Госэнергоиздат, 1949.
- Розенблат М. А., Выпрямление в нелинейных симметричных электрических и магнитных цепях, *ДАН СССР*, LXVIII, № 3 (1949).
- Соловьев И. И., Попов И. Н., Чувствительная токовая защита генератора от замыканий на землю, *Электрические станции*, № 6 (1949).
- Бессонов Л. А., Анализ насыщенных реакторов, *Электричество*, № 5 (1950).
- Бессонов Л. А., Переходные процессы в дросселе с подмагничиванием, вызванные изменением амплитуды переменного напряжения, *Электричество*, № 8 (1950).
- Боголюбов В. Е., Графический метод расчета переходных процессов в цепи со сталью с учетом гистерезиса, *Электричество*, № 9 (1950).
- Боголюбов В. Е., Переходные процессы в дросселе насыщения, вызванные изменением напряжения, *Электричество*, № 3 (1950).
- Богословский А. С., К расчету ферромагнитных усилителей мощности, *Труды ЛПИ*, № 3 (1950).
- Богословский А. С., Графический метод анализа и расчета ферромагнитных усилителей мощности, *Электричество*, № 10 (1950).
- Лехтман И. Я., Графоаналитический метод расчета дроссельных магнитных усилителей, *Автоматика и телемеханика*, XI, № 2 (1950).
- Ратгауз И. И., Дохман С. А., Регулирование магнитными усилителями, *Электричество*, № 5 (1950).
- Розенблат М. А., Графический расчет характеристик однократных (неревверсивных) магнитных усилителей, *Автоматика и телемеханика*, XI, № 2 (1950).

- Розенблат М. А., Переходные процессы в цепях переменного тока при быстром изменении индуктивности, *Электричество*, № 2 (1950).
- Розенблат М. А., Выбор магнитных усилителей для устройств автоматики и телемеханики, *Автоматика и телемеханика*, XI, № 4 (1950).
- Рывкин А. М., Исследование и расчет схем с дросселями насыщения по амплитудным значениям, канд. дисс., ЦНИЭЛ—МЭИ, 1950.
- Сотсков Б. С., Элементы автоматической и телемеханической аппаратуры, Госэнергоиздат, 1950.
- Бессонов Л. А., Переходные процессы в нелинейных электрических цепях со сталью, Госэнергоиздат, 1951.
- Бессонов Л. А., Графоаналитический метод расчета переходных процессов в электрических цепях с нелинейными элементами, *Электричество*, № 5 (1951).
- Боголюбов В. Е., Расчет квазирелаксационных колебаний в феррорезонансных схемах с дросселями насыщения, *Электричество*, № 8 (1951).
- Гельфанд Л. С., Попов И. Н., Субботина Г. В., Чувствительные токовые защиты от замыканий на землю и опыт их эксплуатации, *Электрические станции*, № 11 (1951).
- Губанов М. Н., Методика расчета регулирующих дросселей насыщения для стабилизации напряжения выпрямителей, *Электричество*, № 3 (1951).
- Марьяновский Д. И., Казанцева И. А., Упрощенный расчет дросселей насыщения, *Электричество*, № 3 (1951).
- Митюшкин К. Г., Низкочастотный магнитный генератор, *Автоматика и телемеханика*, XII, № 6 (1951).
- Мосткова Г. П., Снятие гистерезисных петель на катодном осциллографе, *Заводская лаборатория*, № 11 (1951).
- Негневичкий И. Б., Кривые одновременного намагничивания постоянным и переменным полем магнитного усилителя с обратной связью, *Электричество*, № 10 (1951).
- Рывкин А. М., Исследование схем с дросселями насыщения, канд. дисс. МЭИ, 1951.
- Рожанский Л. Л., К теории многофазных умножителей частоты, *Электричество*, № 5 (1951).
- Розенблат М. А., К вопросу об измерении потерь в стали, *ДАН*, LXXXI, № 6 (1951).
- Розенблат М. А., Седых О. А., Электрические свойства и применение карборундовых сопротивлений, *Автоматика и телемеханика*, XII, № 4 (1951).
- Розенблат М. А., Баллистический коэффициент размагничивания стержней прямоугольного сечения, *ЖТФ*, XX, вып. 9.

Толстов Ю. Г., Измерительные трансформаторы постоянного тока, Госэнергоиздат, 1951.

Бенин В. Л., Расчет маломощных мостовых магнитных усилителей, *Труды АН УССР*, вып. 9 (1952).

Григорян Л. А., Переходные процессы в многокаскадных магнитных усилителях с внутренними обратными связями, *ДАН Арм. ССР*, № 1, 3, 5 (1952).

Гуревич М., Магнитные усилители, *Радио*, № 9 (1952).

Дрожжина В. И., Янус Р. И., Карташов В. П., Каплун Э. В., Об изменениях петель магнитного гистерезиса при изменениях максимальной намагниченности, *Изв. АН СССР*, серия физ., XVI, № 6 (1952).

Иносов В. Л. и др., Электромагнитный двусистемный корректор напряжения, *Сборник трудов Института электротехники АН УССР*, вып. 9 (Киев, 1952).

Комар В. Г., Работа полупроводниковых выпрямителей в цепях управления, Госэнергоиздат, 1952.

Лузин С., Магнитные усилители, *Военный связист*, № 10 (1952).

Микадзе И. С., Бесконтактное магнитное реле времени, канд. дисс., МЭИ, 1952.

Парра И. К., Разработка и расчет магнитных усилителей для измерения напряжений и токов малой мощности, *Сборник трудов ИЭ АН УССР*, вып. 9 (1952).

Пашенцев И. Д., Приближенный расчет магнитных усилителей, *Сборник научных трудов ЛЭИИЖТ*, вып. IV (1952).

Попов И. Н., Пронникова М. И., Контроль несимметричной нагрузки генератора, *Электрические станции*, № 6 (1952).

Розенблат М. А., Васильева Н. П., Применение дросселей, подмагничиваемых постоянным магнитным полем, в качестве стабилизаторов тока, *Автоматика и телемеханика*, XIII, № 6 (1952).

Усилители напряжения, *Вестник информации*, № 19 (1952).

Шольц Н. Н., Пискарев К. А., Сравнительные электромагнитные характеристики оксидных ферромагнетиков и некоторых типов магнитных материалов, *Изв. АН СССР*, серия физ., XVI, № 6 (1952).

Авен О. И., К исследованию динамики магнитных усилителей, канд. дисс., ИАТ, 1953.

Бенин В. Л., Безразмерные параметры дроссельных магнитных усилителей, *Сборник трудов Института электротехники АН УССР*, вып. 10 (Киев, 1953).

Богословский А. С., К расчету дифференциальных ферромагнитных усилителей мощности, *Труды ЛПИ*, № 3 (1953).

Богословский А. С., О геометрии магнитных усилителей, *Труды ЛПИ*, № 3 (1953).

- Габашвили Н. В., Хундадзе Г. Л., Автоматический регулятор частоты, авт. св., кл. 21с, 64, № 95595 (419440/4539 от 7/VII — 1950 г.) *Бюллетень изобретений*, № 6 (1953).
- Гинзбург С. А., Лехтман И. Л., Малов В. С., Основы автоматики и телемеханики, Госэнергоиздат, 1953.
- Домбаницкий С. М., Автоматика возбуждения тяговых генераторов тепловозов с применением магнитных усилителей, канд. дисс., ВНИИЖДТ, Сборник работ по автоматике и телемеханике, 1953.
- Дроздов А. Д., Насыщающиеся трансформаторы тока с короткозамкнутыми витками для релейной защиты, *Электричество*, № 10 (1953).
- Дроздов А. Д., Михайлов В. В., Устройство для дифференциальной защиты трансформаторов, синхронных машин и параллельных линий, авт. св., кл. 21с, 68<sub>80</sub>, № 96285 (434822/5266 от 18/IX — 1950 г.), *Бюллетень изобретений*, № 11 (1953).
- Дроздов А. Д., Дифференциальное реле для защиты многообмоточных трансформаторов, авт. св., кл. 21с, 68<sub>80</sub>, № 96263 (446123/5062 от 14/II — 1952 г.), *Бюллетень изобретений*, № 11 (1953).
- Зайцев И. А., Каляев А. В., Метод измерения постоянного тока при высоком напряжении, *Труды ЛПИ*, № 3 (1953).
- Калужников Н. А., Автоматические регуляторы возбуждения с МУ, МЭИ, канд. дисс., 1953.
- Карпенко П. В., Двухтактный магнитный триггер, *Труды МЭИ*, вып. XIV (ТОЭ) (1953), канд. дисс. МЭИ. 1952.
- Куликов В. Р., Автоматический магнитный регулятор возбуждения генераторов, канд. дисс., ХПТИ, Харьков, 1953.
- Лебедева Е. М., Применение нелинейных элементов в схемах автоматических электроустановок и разработка бесконтактного реле напряжения, канд. дисс., ВИЭСХ, 1953.
- Микадзе И. С., Негневицкий И. Б., Бесконтактное магнитное реле времени, *Труды МЭИ*, вып. XIV (1953).
- Михайлов В. В., Применение трансформаторных реле для дифференциальной защиты силовых трансформаторов, *Труды Новочеркасского политехнического института*, 23 (1953).
- Михайлова Е. К., К вопросу о расчете измерительных ферромагнитных усилителей, *Труды ВНИИ метрологии*, вып. 14 (1953).
- Негневицкий И. Б., Панина И. К., Мищенко В. П., Кривые одновременного намагничивания постоянным и переменным полем, *Электричество*, № 3 (1953).
- Негневицкий И. Б., Самурина А. Л., Экспериментальное исследование переходных процессов в бесконтактных магнитных реле, *Электричество*, № 9 (1953).
- Пашенцев И. Д., Переходные процессы в электрических цепях магнитных усилителей с обратной связью, *Сборник научных трудов ЛЭИТИЖТ*, вып. V (1953).
- Розенблат М. А., Магнитные усилители, *Радиотехника*, 8, № 2 (1953).

- Розенблат М. А., Графическое определение запаздывания магнитных усилителей, *Электричество*, № 10 (1953).
- Рабкин Л. И., Юзвинская П. И., Некоторые свойства пермаллоя тонкого проекта, *Электричество*, № 10 (1953).
- Сафрис Л. В., Автоколебания магнитных усилителей, *Журнал техн. физики*, XXIII, вып. 2 (1953).
- Славин Р. М., Дистанционное управление пуском и остановкой двигателя электротрактора, *Механизация и электрификация сельского хозяйства*, 135, № 7.
- Сотсков Б. С., Основы расчета и проектирования элементов автоматических и телемеханических устройств, Госэнергоиздат, 1953.
- Товаренко К. А., Исследование запаздывания магнитных усилителей, канд. дисс., Киевский политехнический институт, 1953.
- Тищенко Н. М., Исследование температурной стабильности магнитных усилителей, канд. дисс., ГСНИИ — МЭСЭП, 1953.
- Афанасьев Л. Н., Гуревич Б. М., Ратгауз И. И., Скоркин К. И., Устройство для автоматического регулирования возбуждения синхронизированного асинхронного двигателя, авт. свид., кл. 21а, 17, № 97480 (447112/5655 от 27/XII — 1952),
- Боголюбов В. Е., Дятлов В. Е., Расчет переходных процессов в ДН и элементах схем магнитных усилителей, *Труды ВЗЭИ*, вып. 4 (1954).
- Батрагин Ю. Е., Основы графического метода расчета одного из типов магнитного усилителя напряжения, работающего на четных гармониках, Научные записки Львовского политехнического института, вып. XXIV, серия электротехн., 1954.
- Васильева Н. П., Графоаналитический метод исследования магнитного усилителя в режиме стабилизатора, *Автоматика и телемеханика*, XV, № 1 (1954).
- Васильева Н. П., Работа магнитного усилителя с индуктивно-активной нагрузкой, включенной через выпрямительный мост, *Автоматика и телемеханика*, XV, № 6 (1954).
- Варлашкин П. А., Расчет магнитных усилителей, Научно-техн. конференция по итогам научно-исследовательских работ за 1953 г. (МЭИ), 1954.
- Гальперин И. Ц., Дифференциальный магнитный усилитель напряжения, авт. свид., кл. 21а<sup>2</sup>, 18/08, № 97778 (443464/А — 187 от 16/II — 1951 г.), *Бюллетень изобретений*, № 4 (1954).
- Губанов М. Н., Определение оптимальных режимов сердечника и числа витков регулируемых дросселей насыщения асинхронного электропривода, *Автоматика и телемеханика*, XV, № 2 (1954).
- Дохман С. А., Розенблат М. А., Быстродействующее магнитное реле, авт. св., кл. 21g, 4<sub>об</sub>, № 99345 (448981/К — 363 от 3/IX — 1953), *Бюллетень изобретений*, № 12 (1954).
-



- Дроздов А. Д., Высоконасыщающийся дифференциальный трансформатор тока для релейной защиты, авт. св., кл. 21с, 68<sub>80</sub>, № 97034 (446742/5071 от 18/II — 1952), *Бюллетень изобретений*, № 2 (1954).
- Казаринов И. А., Трехфазный дроссель насыщения, авт. св., кл. 21d<sup>2</sup>, 55, № 96714 (44686/6964 от 24/VIII — 1941), *Бюллетень изобретений*, № 1 (1954).
- Казаринов И. А., Трехфазный регулятор напряжения, авт. св., кл. 21d<sup>2</sup>, 53<sub>02</sub>, № 98531 (448015/6966 от 24/VIII — 1951), *Бюллетень изобретений*, № 7 (1954).
- Казаринов И. А., Якубовский А. М., Зусман Б. С., Магнитный усилитель, авт. св., кл. 21a<sup>2</sup>, 18<sub>08</sub>, № 96788 (446541/20191 от 14/IV — 1953), *Бюллетень изобретений*, № 1 (1954).
- Лурье В. М., Магнитный усилитель, авт. св., кл. 21a<sup>2</sup>, 18<sub>08</sub>, № 98351 (447852/5589 от 13/XII — 1952), *Бюллетень изобретений*, № 6 (1954).
- Митюшкин К. Г., Разработка и исследование бесконтактных магнитных элементов для устройств телеуправления, канд. дисс., ЦНИЭЛ, 1954.
- Митюшкин К. Г., Никитин Н. В., Генератор низкочастотных электрических колебаний, авт. св., кл. 21a<sup>4</sup>, 13, № 98609 (А — 285/443906 от 24/II — 1951), *Бюллетень изобретений*, № 7 (1954).
- Острый П. П., Регулятор активной мощности, авт. св., кл. 21с, 64<sub>53</sub>, № 97599 (447217/5617 от 29/XI — 1952), *Бюллетень изобретений*, № 4 (1954).
- Парра И. К., Исследование магнитных усилителей с обратными связями, применяемых в схемах измерений, канд. дисс., Киев, 1954 (АН УССР Институт электротехники).
- Пампура Д. П., Схема пуска и регулирования скорости короткозамкнутых двигателей при помощи дросселей насыщения в цепи статора, Сб. «Горная механика и электротехника», Углетехиздат, 1954.
- Пашенцев И. Д., Переходные режимы в некоторых схемах магнитных усилителей, Сборник научных трудов ЛЭТИИЖТ, вып. 6 (1954).
- Пискарев К. А., Железоникиевые сплавы с высокой проницаемостью, Научно-технический сборник, вып. 2, отдел технической информации (Ленинград, 1954).
- Прядилов Ю. Н., Стабилизатор напряжения переменного тока, авт. св., кл. 21d<sup>2</sup>, 62<sub>81</sub>, № 97170 (44126/А-333 от 12/I — 1951), *Бюллетень изобретений*, № 2 (1954).
- Петров В. П., Шипова И. Р., Устройство для стабилизации напряжения накала ламп, авт. св., кл. 21a<sup>4</sup>, 35<sub>14</sub>, № 96749 (446512/20090 от 15/IX — 1952), *Бюллетень изобретений*, № 1 (1954).
- Ремнев В. Ф., Принцип двойственности в теории магнитных усилителей, *Электричество*, № 11 (1954).
- Розенблат М. А., Дохман С. А., Бесконтактное магнитное реле, *Автоматика и телемеханика*, XV, № 1 (1954).
- Розенблат М. А., Магнитные усилители, *Радио*, № 6 (1954).
- Розенблат М. А., Сенченков А. Ф., Магнитные усилители, *Электричество*, № 8 (1954).

- Розенблат М. А., Основы теории и расчета селективных выпрямителей на нелинейных симметричных сопротивлениях, *Автоматика и телемеханика*, XV, № 4 (1954).
- Рывкин А. М., Расчет измерительных трансформаторов постоянного тока, *Электричество*, № 9 (1954).
- Совещание по ферритам (Ленинград, I—5/II — 1954), *Изв. АН СССР*, сер. физич., 18, № 3, 4 (1954).
- Ступин А. А., Магнитные усилители, Основы следящего привода, Госэнергоиздат, § 5—6, 1954.
- Субботина Г. В., Магнитный усилитель с параллельной нагрузкой, канд. дисс., ИАТ, 1954.
- Тищенко Н. М., Приближенные аналитические выражения характеристик дроссельных магнитных усилителей без обратной связи, *Автоматика и телемеханика*, XV, № 2 (1954).
- Тутевич В. Н., Жожикашвили В. А., Коммутатор, выполненный на магнитных элементах с прямоугольной петлей гистерезиса, *Автоматика и телемеханика*, XV, № 1 (1954).
- Чукаев Н. А., Исследование бесконтактной командной схемы для регуляторов напряжения сельских электрических сетей, канд. дисс., ВИАЭСХ, Москва, 1954.
- Шольц Н. Н., Пискарев К. А., Оксидные ферромагнетики — оксиферы, *Научно-технический сборник*, вып. 2, отдел техн. инф. (Ленинград, 1954).
- Шур С. С., Деление частоты в простейшей цепи со сталью, *Электричество*, № 11 (1954).
- Антошин В. Г., Быстродействующие магнитные усилители с управлением переменным и постоянным токами, Труды Таганрогского радиотехнического института, 1955.
- Бальян Р. Х., Устройство для управления реверсивным электродвигателем постоянного тока, кл. 21с, 59<sub>01</sub>, № 100603 (449848/6014 от 14/IV — 1954 г.), *Бюллетень изобретений*, № 5 (1955).
- Бальян Р. Х., Совместная работа магнитного усилителя и двигателя постоянного тока, канд. дисс., Ленинградский институт авиационного приборостроения, 1955.
- Васильева Н. П., Седых О. А., Расчет дроссельных магнитных усилителей с комплексной нагрузкой, *Автоматика и телемеханика*, XVI, № 1 (1955).
- Воскресенский А. А., К анализу работы промежуточных насыщающихся трансформаторов для дифференциальных защит, *Электрические станции*, № 1 (1955).
- Гинзбург С. А., Устройство для получения напряжения, пропорционального мощности переменного тока, кл. 74в, 8<sub>08</sub>, № 100698 (449936/6346 от 6/IV — 1953), *Бюллетень изобретений*, № 5 (1955).
- Гинзбург С. А., Статические преобразователи мощности, *Автоматика и телемеханика*, XVI, № 2 (1955).

- Губанов М. Н., Устройство для регулирования скорости вращения трехфазного асинхронного двигателя, авт. св., кл. 21d<sup>3</sup>, 24<sub>01</sub>, № 96781 (449105/5651 от 22/IX — 1952), *Бюллетень изобретений*, № 1 (1955).
- Дидковская Л. М., Исследование магнитных усилителей четных гармоник как элемента автоматических устройств, канд. дисс., Киевский политехнический институт (Киев, 1955).
- Дохман С. А., Бесконтактное магнитное реле, кл. 21a<sup>2</sup>, 18<sub>08</sub>, № 100710 (417190/3909 от 28/IV — 1950), *Бюллетень изобретений*, № 5 (1955).
- Егоров В. А., Обухов С. Г., Узел схемы сеточного управления автономного инвертора на магнитных усилителях, Сборник статей НСО МЭИ, 1955.
- Животковский А. И., Калугин А. В., Лабутин Б. К., Бокарев В. М., О магнитном усилителе переменного тока, *Труды НИИ МРТП*, вып. 4 (1955).
- Жожикашвили В. А., Митюшкин К. Г., О работе счетно-переключающих схем на магнитных элементах с прямоугольной петлей гистерезиса в устройствах телеуправления, *Автоматика и телемеханика*, 16, № 4 (1955).
- Иносов В. Л., Карпов И. В., Притака И. П., Дистанционное реле сопротивления, авт. св., кл. 21c, 68<sub>50</sub>, № 99721 (449052/6877 от 10/XII — 1953), *Бюллетень изобретений*, № 1 (1955).
- Кифер И. И., Пантюшин В. С., Испытания ферромагнитных материалов (Магнитные измерения), ГЭИ, М. — Л., 1955.
- Кураев В. Г., Теоретическое и экспериментальное исследование магнитных цепей переменного тока, подмагниченных постоянным током, канд. дисс., МЭИ, 1955.
- Основные схемы магнитных усилителей, *Вестник информации*, 1955, № 12, перевод: ETZ, 1954, № 7.
- О магнитных усилителях, *Промышленная энергетика*, № 1 (1956), перевод статьи: Brown I. I., Gen. El. Review, 1954, VII.
- Розенблат М. А., Импульсное перемагничивание сердечников с прямоугольной петлей гистерезиса, *Электричество*, № 1 (1955).
- Славский Г. Н., Измерительная станция с магнитным усилением для тензодатчиков сопротивления, *Заводская лаборатория*, № 11 (1955).
- Сысоев Н. В., Магнитопроводы из тонких лент с межвитковой изоляцией, нанесенной методом электрофореза, МРТП СССР, Отдел техн. информации, Москва, 1955, Информационный листок.
- Титаренко М. В., Измерение постоянных токов высокого напряжения, канд. дисс., Львовский политехнический институт, 1955.
- Ткачев В. Н., Солнцев С. В., Реле времени, ОНТИ МРТП, 1955.
- Тутевич В. Н., Магнитные элементы с прямоугольной петлей гистерезиса, *Электричество*, № 11 (1955).
- Федосеев, К расчету дифференциальной схемы стабилизаторов напряжения с дросселями насыщения, *Труды ЛИКИ*, вып. III (1955).
- Цфасман М. Б., О выполнении дифференциальных защит трансформаторов с магнитным торможением, *Электрические станции*, № 3 (1955).

- 60 лет радио, научно-технический сборник под редакцией А. Д. Фортусенко, М., 1955.
- Якубайтис Э. А., Устойчивость регулирования напряжения генератора дроссельными магнитными усилителями при сбросе нагрузки, *Изв. АН Латв. ССР*, № 9 (1955).
- Якубайтис Э. А., Статическая характеристика измерительного устройства дроссельного регулятора, *Вопросы энергетики*, III, АН Латв. ССР 1955.
- Авен О. И., Демиденко Е. Д., Доманицкий С. М., Круг Е. К., Электрическое исполнительное устройство с регулируемой скоростью, *Автоматика и телемеханика*, XVII, № 3 (1956).
- Авен О. И., Магнитные сплавы для сердечников магнитных усилителей и их кривые одновременного намагничивания постоянным и переменным полями, *Автоматика и телемеханика*, XVII, № 4 (1956).
- Бальян Р. Х., Двухтактный магнитный усилитель с выходом на постоянном токе, *Автоматика и телемеханика*, XVII, № 2 (1956).
- Башарин А. В., Расчет характеристик магнитного усилителя при намагничивании постоянным и переменным полями, *Электричество*, № 2 (1956).
- Бессонов Л. А., Само модуляция и некоторые динамические явления в электрических цепях со сталью, докт. дисс., Москва, ВЗЭИ — ИАТ, 1956.
- Варлашкин П. А., Расчет удельных оптимальных дроссельных магнитных усилителей, *Труды МЭИ*, вып. 16 (1956).
- Васильева Н. П., Расчет двухтактных усилителей мощности, *Автоматика и телемеханика*, XVII, № 1 (1956). Уточнение к статье, № 4, стр. 361.
- Городецкий А. Б., Сравнение некоторых типовых схем магнитных усилителей с внутренней обратной связью, *Автоматика и телемеханика*, XVII, № 2 (1956).
- Голован А. А., Схемы магнитных усилителей с использованием токов модуляции, канд. дисс., МЭИ, 1956.
- Гурвич Е. И., Измерение свойств магнитно-мягких материалов мостовым методом, *Электричество*, № 1 (1956).
- Демьянчик А. И., Быстродействующие магнитные усилители для следящих систем с двигателями переменного тока, *Автоматика и телемеханика*, XVII, № 3 (1956).
- Дехтеренко П. И., До питания про однодроссельный магнитный привод, *Автоматика*, АН УССР, № 1 (1956). (К вопросу об однодроссельном магнитном приводе.)
- Дроздов А. Д., Трансформаторные направленные, дифференциальные и дистанционные реле, *Электричество*, № 1 (1956).
- Дунаевский С. Я., Конструктивная постоянная магнитных усилителей, *Электричество*, № 2 (1956).

- Ефанов А. Г., Гуткин Б. М., Рейнгольд Ю. Р., Применение магнитных усилителей в электроприводе, *Электричество*, № 2 (1956).
- Лехтман И. Я., Графоаналитический метод расчета характеристик магнитных цепей при совместном действии постоянного и переменного полей (продолжение), *Автоматика и телемеханика*, XVII, № 3 (1956).
- Негневичкий И. Б., Липман Д. А., К теории «идеального» дроссельного магнитного усилителя, *Электричество*, № 1 (1956).
- Пшеничников А. М., Применение магнитных нуль-органов в телеизмерительных и регистрирующих устройствах, *Электричество*, № 1 (1956).
- Ратгауз И. И., Стабилизированные селеновые выпрямительные устройства, *Электричество*, № 4 (1956).
- Розенблат М. А., Основы построения магнитных усилителей с низким порогом чувствительности, *Автоматика и телемеханика*, XVII, № 1 (1956).
- Ройзен С. С., Гоосен К. Я., Применение магнитных усилителей в автоматизированных электроприводах с двигателем постоянного тока, *Электричество*, № 2 (1956).
- Седых О. А., Расчет магнитных усилителей на тороидальных сердечниках, *Автоматика и телемеханика*, XVII, № 5 (1956).
- Субботина Г. В., Список отечественной и зарубежной литературы по магнитным усилителям за 1951—1954, 1955 гг., *Автоматика и телемеханика*, XVII, № 5, 10 (1956).
- Субботина Г. В., Магнитный усилитель с параллельной нагрузкой, *Автоматика и телемеханика*, XVII, № 6 (1956).
- Тищенко Н. М., Характеристики магнитных усилителей с обратной связью, *Автоматика и телемеханика*, XVII, № 6 (1956).
- Хмельницкий Е. П., Использование магнитных усилителей в электронно-импульсной схеме управления и защиты мощных выпрямителей, *Вестник связи*, № 3 (1956).
- Хрущева Н. В., Особенности работы магнитных реле в импульсном режиме, канд. дисс., Институт электротехники АН УССР (Киев, 1956).
- Чиликин М. Г., Соколов М. М., Ключев В. И., Регулируемый асинхронный электропривод с дросселями насыщения и подмагничиванием двигателя, *Электричество*, № 1 (1956).
- Шаповаленко О. Г., Трансформатори з в дгалуженням магнітного потоку (новий тип магнітних підсилювачів), Автоматика АН УССР, 1956, № 1, 40—51, рис. 5, библи. 2, резюме русск. Трансформаторы с ответвлением магнитного потока (новый тип магнитных усилителей).
- Шестопалов В. Н., Определение оптимальных геометрических режимов магнитного усилителя с сердечником Ш-образной формы, *Сборник трудов Института электротехники АН УССР*, вып. 13 (1956).

## ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

- Амплидин 211, 261  
с регулятором 494
- Амплистат с активной нагрузкой 211, 261, 333  
влияние напряжения питания 315  
влияние реактивных сопротивлений рассеяния и насыщения 313  
влияние сопротивления нагрузки 320  
влияние температуры 322  
влияние частоты 319  
выходная мощность 321  
динамический коэффициент усиления по мощности, таблица 283, 288  
дифференциального типа 457  
дрейф, влияние обратного тока выпрямителя 229  
законы подобия 293  
коэффициент полезного действия 316  
коэффициент усиления по ампервиткам 228, 276, 282, 311, 314  
влияние обратного тока выпрямителя 228, 309  
таблица 283  
коэффициент усиления по мощности 283, 321  
мощность в вольт-амперах 321  
обратное напряжение на выпрямителе 302  
общие характеристики 315  
передаточная функция 288  
по мостовой схеме 268  
постоянная времени 284, 286  
применение 431, 454, 475, 494  
с введенной обратной связью 297  
с выпрямителем нагрузки 307  
со средней точкой 270  
структурная схема 287  
теоретические характеристики управления 275, 277, 308, 309, 312, 314  
влияние обратного тока выпрямителя 308  
ток возбуждения 289  
экспериментальные характеристики управления 272, 311, 316, 318, 320  
влияние обратного тока выпрямителя 324
- Амплистат с индуктивной нагрузкой на выпрямленном токе 335  
влияние экстратоков управления 343  
передаточная функция 246  
применение 431, 452, 494  
релейное действие (см. Нестабильность)  
причина 344  
устранение 350  
структурная схема 246  
с шунтирующим выпрямителем 351  
характеристики управления 336, 347, 350
- Амплитуда обратного напряжения (см. Полупроводниковые выпрямители)
- Анизотропия магнитная 34  
в железе 34  
в железоникелевых сплавах 36  
в никеле 34  
в сплавах железа с кремнием 35  
преимущества 36
- Балластное сопротивление 455
- Баллистический гальванометр 61
- Баркгаузена эффект 39
- Введенная обратная связь 210  
амплистат с 299  
влияние на  
время чистого запаздывания 246  
динамический коэффициент усиления по мощности 238, 239  
дрейф 229, 242  
коэффициент усиления по ампервиткам 224, 238, 240, 245, 276, 301  
постоянную времени 238, 239, 245  
характеристику управления 215, 224, 275, 308
- ДН 210  
по сравнению с амплистатом 268  
образованная обратным током выпрямителя 227, 305, 309  
представление в структурной схеме 237, 245, 248
- Вихревые токи 21, 28, 29  
аномалия 28  
влияние на

- характеристики управления 330  
    постоянную времени 285  
    потери 28  
Возбуждение, влияние на постоянную времени 164, 167, 168, 241, 286  
    недовозбуждение, нормальное, перевозбуждение 110  
Время чистого запаздывания 167, 286  
    ДН с введенной обратной связью 246  
    передаточная функция 247  
Выходная мощность 116, 196, 321  
    максимальная 117, 292, 320  
    закон подобия 293, 295  
Выходное напряжение 86, 87, 143, 144, 152, 154, 159, 169, 247, 328  
Выходное сопротивление 83, 86  
Выходной ток (см. Относительное значение тока нагрузки) 87  
Выходные обмотки (рабочие) 82
- Гальванометр 61  
Гармоники 95  
    в обмотках смещения 99  
    генерирование высших гармоник 96, 422, 480  
    действие в обмотке управления 433, 477  
    коэффициент подавления 99, 325  
    нечетные 88  
    четные 96  
        свободные 79, 87, 88  
        подавленные 79, 325  
Генератор переменного тока Александерсона 404  
    регулирование напряжения 440, 472, 494, 498, 503  
    управление частотой 407, 484  
Генератор переменного тока, регулирование частоты (скорости) 407, 484  
    регулятор напряжения 439, 473, 494, 498, 504  
    постоянного тока, регулятор напряжения 439  
    регулятор тока 445  
Германиевые выпрямители (см. Полупроводниковые выпрямители) 201, 385  
Гиперник (см. Никаллой) 44, 52  
Гиперсил (см. Сплавы железа с кремнием текстурованные) 42, 46  
Гистерезис 28  
    потери 28  
    управление 125
- Графический метод получения характеристик обратной связи 214
- Данные для проектирования магнитного усилителя 285, 290, 315, 429  
Датчик магнитного потока 486  
Двигатели переменного тока (см. Управление двигателем) 419  
Двигатели постоянного тока (см. Управление скоростью) 419  
Двухтактная схема 452  
    двухполупериодная мостовая 457  
        дифференциальная 270  
        с высоким к. п. д. 460  
        с переменным усилением 466  
    однополупериодная 450  
    трехфазная 495  
Двухфазные двигатели 407, 469, 470  
Дельтамакс 49  
    вес сердечников 380  
    динамическая петля гистерезиса 27, 51  
    динамический коэффициент усиления по мощности 283  
    дифференциальная проницаемость 43  
    индукция насыщения 42  
    изоляция 50  
    кривые намагничивания 26  
    кристаллографическая и магнитная анизотропия 40  
    коэрцитивная сила 42  
    коэффициент усиления по ампервиткам 283  
    магнитная проницаемость материала с прямоугольной петлей гистерезиса 290  
    применение в сердечниках 50  
    производство 49  
    режим отжига 50  
    спецификация 51  
    структура кристаллической решетки 37  
    форма сердечников 50
- Дистанционный компас 424  
Динамическая петля гистерезиса (см. Петля гистерезиса)  
Динамический коэффициент усиления по мощности 183  
    амплитата 283, 288  
    воздействующие факторы 288, 292  
    закон подобия 293  
    таблица для разных материалов сердечника 283

- ДН с введенной обратной связью 238  
 обычного ДН 183  
 Дискриминаторы 468, 478  
 Дифференциальная проницаемость 21  
 влияние на коэффициент усиления амплитата 314  
 таблица 290  
 Домены 21, 29, 38  
 Дрейф из-за обратного тока выпрямителя 229  
 уменьшение с помощью электрической обратной связи 231  
 магнитной обратной связи 242  
 при изменении напряжения питания 242  
 Дроссель насыщения переменного тока 509  
 Дроссели насыщения (см. Характеристики управления) 77  
 вес 380  
 как элемент амплитата 250, 265  
 обозначения 126  
 обычные 77  
 применение 403, 409  
 работа 78  
 с активной нагрузкой 77, 83, 102, 108, 129, 147  
 с блокированной собственной обратной связью (см. Амплистат)  
 с введенной обратной связью 210, 232  
 с индуктивной нагрузкой на выпрямленном токе 187, 202  
 с параллельным соединением рабочих обмоток 141  
 Емкость полупроводниковых выпрямителей 395  
 как причина колебаний 192  
 как причина перенапряжений 200  
 Железоникелевые сплавы изотропные (см. Никаллой)  
 магнитнотекстурованные (см. 65%-ный пермаллой)  
 текстурованные (см. Дельта-макс)  
 Закон Фарадея 89  
 подобия 293  
 равенства ампервитков 92, 131, 135, 191  
 Запоминающие устройства 493  
 Идеальная петля гистерезиса 41, 250  
 Изменение потока 90  
 максимальное 90  
 Измерение  
 больших постоянных напряжений 428  
 больших постоянных токов 428  
 динамической петли гистерезиса с помощью электронного осциллографа 65  
 с помощью управляемого вибрационного выпрямителя 70  
 малых постоянных напряжений, токов 422  
 постоянной времени по осциллограмме 166  
 по статической характеристике 240  
 статической петли гистерезиса 61  
 характеристик выпрямителей 388  
 Изоляция 372  
 допустимая температура 372  
 пластин 46, 50, 53, 371  
 покрытие в вакууме 372  
 сердечника 361  
 силиконовая 372  
 Импеданс цепи управления 326, 352  
 Индуктивная нагрузка на выпрямленном токе  
 амплитата 335  
 ДН с введенной обратной связью 219, 243  
 обычного ДН 187  
 Индуктивность дифференциальная 22  
 взаимная 253  
 нелинейная 114, 509  
 Индукция 17, 69  
 в зависимости от направления намагничивания 33—35, 49  
 намагниченность 19  
 насыщения 18, 59, 91  
 таблицы 42, 290, 380  
 остаточная 59  
 таблица 42, 45  
 Интервал возбуждения 83, 328  
 насыщения 83  
 Испытание магнитных материалов (см. Измерение)  
 Катафорез 50  
 Катушки 373  
 изоляция 372  
 пропитка 373  
 Коммутирующий дроссель 509



- Компенсация падения напряжения IR 449, 482
- Конперник (см. Никаллой)
- Конструкции сердечников 124, 363, 374
- герметически закрытые 375
  - двухтактные 374
  - трехфазные 376
- Контур опережения в ДН (см. Стабилизирующие цепи)
- Коросил (см. Сплавы железа с кремнием текстурованные) 43, 46
- Коэрцитивная сила 20
- дельтамакса 43, 290
  - динамической петли В — Н, влияние на характеристику обычного ДН 273
  - ДН с введенной обратной связью 275
  - молибденового пермаллоя 43, 290
  - муметалла 43, 290
  - статической петли В — Н, влияние на характеристику амплитуды 278, 292
  - супермаллоя 45, 290
  - таблицы 43, 290
  - текстурованной кремнистой стали 43, 290
  - 65%-ного пермаллоя 43
- Коэффициент обратной связи введенной 217
- полный 237
  - собственной 233
- Коэффициент полезного действия 121
- амплитуды 323
  - полупроводниковых выпрямителей 308
  - рабочей цепи 121
- Коэффициент согласования 117
- Коэффициент усиления по мощности 122
- воздействующие факторы 292, 323
  - закон подобия 295, 296
- Коэффициент усиления по току 124
- Коэффициент формы 108, 116, 119, 121, 136, 312
- Кривые намагничивания 17
- дельтамакса 26
  - железа анизотропного 33
  - кремнистой стали текстурованной 49
  - никеля анизотропного 34
  - супермаллоя 25
- Кристаллическая структура 32
- решетка 33, 34
- Кристалл 32
- Линия нагрузки 116
- Магнетизм 15
- Магнестат 261
- Магнитодвижущая сила 16
- Магнитометр 486
- Магнитострикция 39
- Магнитная память 482
- Магнитная проницаемость 17
- дифференциальная 21
  - материала с прямоугольной петлей гистерезиса 289
  - нормальная 58
- Магнитное суммирование 452, 462
- Магнитные единицы измерения 16
- Магнитные измерения 60
- Магнитный дискриминатор 468, 478
- Магнитный поток 16
- Магнитный путь, в тороиде 60
- длина 17
- Магнитный усилитель 77, 403
- история развития 403
- Материалы сердечников (см. Петля гистерезиса)
- идеальные свойства 41
  - оценка свойств и данных 283 измерений 58
  - таблица динамических коэффициентов усиления по мощности 283
  - таблица используемых материалов 42—45
  - таблица коэффициентов усиления по ампервиткам 283
- Мгновенные изменения 151
- Мегамп 260
- Метадин 210
- Механические выпрямители 512
- Миллера система 33
- Многокаскадные магнитные усилители 464, 470, 494, 495, 504
- Модулятор с выходом на четных гармониках 97, 423, 480
- в счетно-решающих устройствах 424
  - дистанционного компаса 424
  - усиление малого постоянного напряжения 422
- Молибденовый пермаллой 54
- дифференциальная проницаемость 43
  - индукция насыщения 43
  - коэрцитивная сила 43
  - магнитные свойства, таблицы 43, 55
  - петли гистерезиса 54
  - производство 55

- Монимакс 42, 57  
 Монтаж сердечников 373  
 Мощность нагрузки (выходная мощность) 116, 196, 268, 321  
 Мощность управления 94, 285  
 Муметалл  
   вес ДН 380  
   динамическая петля гистерезиса 22, 23, 24  
   динамический коэффициент усиления по мощности 283  
   дифференциальная проницаемость 45  
   индукция насыщения 45  
   коэрцитивная сила 45  
   коэффициент усиления по ампервиткам 283  
   магнитная проницаемость материала с прямоугольной петлей гистерезиса 290  
   магнитные свойства 45, 57  
   режим тепловой обработки 55  
   спецификация 56  
   статическая петля гистерезиса 22
- Намагниченность 18  
 Намагничивание вынужденное (подавленные гармоники)  
   циклическое 20, 65  
 Намагничивающий ток (ток возбуждения)  
   влияние на  
     динамический коэффициент усиления по мощности 288  
   постоянную времени 284  
   усиление по ампервиткам 276  
   усиление по мощности 283  
   характеристику управления 275  
   закон подобия 283  
   относительное значение 274, 288
- Намотка катушек 370  
 Направление прокатки 46, 49, 51  
 Направление намагничивания 34  
   среднее 33  
   трудное 33  
   легкое 33, 37
- Напряжение  
   нагрузки 94, 138, 144, 321, 344, 517  
   обратное выпрямителя 189, 199, 302, 396  
   обратной связи 210, 230  
   питания (см. Характеристики управления)
- Напряженность поля 17  
   измерение 71  
 Настроенный контур (см. Феррорезонансные цепи)  
   регулятора напряжения 492  
   регулятора скорости 407, 484, 486
- Начальный поток 91, 152  
 Нелинейные резонансные цепи 517  
   влияние активного сопротивления 521  
   параллельные 524  
   последовательные 501, 515
- Нестабильность управления (см. Релейное действие и Стабилизирующие схемы)
- Никаллой, таблица 52, 43  
   вес ДН 380  
   динамический коэффициент усиления по мощности 283  
   дифференциальная проницаемость 43  
   индукция насыщения 43  
   коэрцитивная сила 43  
   коэффициент усиления по ампервиткам 283  
   магнитная проницаемость материала с прямоугольной петлей 290  
   магнитные свойства 43  
   состав 54  
   статическая петля гистерезиса 37
- Область возбуждения 108, 110  
   насыщения 108, 110, 134, 142, 193, 215, 221, 316  
   недовозбуждения 167  
   отрицательная 108, 193, 215, 220, 252, 258, 279, 316  
   перевозбуждения 108, 140, 144, 169, 316  
   положительная 108, 134, 193, 215, 220, 279, 316  
   пропорциональности 108, 134, 143, 215, 316
- Обменные силы взаимодействия между атомами 31
- Обмотки  
   многожильная 371  
   обозначения 126  
   обратной связи 212, 299, 473  
   рабочие (переменного тока) 82  
   смещения 96  
   управления 79, 126  
   комбинированная с рабочими обмотками 127

- Обобщенные (безразмерные) характеристики (см. Характеристики управления)
- Обратная связь  
в амплитатах 299  
введенная 210  
магнитная 211  
отрицательная 210  
положительная 211  
по рабочему току 220  
по току нагрузки 220  
собственная 233
- Обратное напряжение выпрямителя (см. Полупроводниковые выпрямители)  
для различных амплитатов 302
- Обратный ток выпрямителя (см. Полупроводниковые выпрямители)
- Ограничение напряжения 432  
однополупериодное время действия 286, 479  
тока 94, 418, 482
- Однополупериодный амплитат 327, 479  
двухтактный 459  
методы управления 333  
управляемый транзистором 480  
характеристика управления 329
- Оператор Хевисайда 155
- Ортоник (см. Дельтамакс)
- Остаточная индукция 59
- Осциллограммы (см. Формы кривых)
- Отжиг в водороде 50, 53, 55, 56  
в магнитном поле 40, 51, 52  
для снятия напряжений 47  
качество 46, 49, 53, 55
- Относительное возбуждение 110
- Относительное значение ампервитков обратной связи 197
- Относительное значение ампервитков управления 109
- Относительное значение выходного напряжения 109
- Относительное значение напряжения обратной связи 231
- Относительное значение напряжения управления 230
- Относительное значение обратного тока выпрямителя 226  
амплитата 305  
ДН 226
- Относительное значение прямого сопротивления выпрямителя 197
- Относительное значение тока возбуждения 274  
закон подобия 297
- Относительное значение тока нагрузки 109  
минимальный 111  
составляющая возбуждения 274  
составляющая насыщения 273
- Относительное значение тока управления 280
- Отношение коэффициента усиления по мощности к постоянной времени (см. Динамический коэффициент усиления по мощности)
- Охлаждение в магнитном поле 40, 51, 52
- Передаточная функция  
амплитата с индуктивной нагрузкой на выпрямленном токе 246  
с активной нагрузкой 288  
время чистого запаздывания 248  
ДН с введенной обратной связью и индуктивной нагрузкой в цепи выпрямленного тока 244  
с активной нагрузкой 243  
квадратичная 204  
обратной связи 171  
обычного ДН с индуктивной нагрузкой на выпрямленном токе 203  
с активной нагрузкой 162  
прямая 171
- Переходное напряжение 151  
ДН с введенной обратной связью 247  
обычного ДН 151
- Переходный процесс (см. Время чистого запаздывания, Передаточная функция, Постоянная времени)  
амплитата 284, 287  
обычного ДН с параллельным соединением рабочих обмоток и активной нагрузкой 181  
обычного ДН с последовательным соединением рабочих обмоток и активной нагрузкой 147, 164, 174
- Перменорм (см. Дельтамакс)
- Пермерон (см. Дельтамакс)
- Петли гистерезиса на переменном токе (см. Петля гистерезиса)
- Петля гистерезиса  
дельтаматкса 26, 27, 37, 51  
динамическая 21, 66  
зависимость от ориентации кристаллов 49

- молибденового пермаллоя 54
- муметалла 22—24
- несимметричная 21, 27, 61, 333
- прямоугольная идеальная 39, 41, 56, 70, 250, 255
- статическая 19, 61
- супермаллоя 25
- текстурованной кремнистой стали 35, 47
- 65<sup>0</sup>/<sub>6</sub>-ного пермаллоя 53
- Плотность тока 297, 380
- Поверхностный эффект 29
- Подавленные четные гармоники 79, 435
- Полное сопротивление (см. Импеданс)
- Положительная обратная связь (см. Обратная связь)
- Полупроводниковые выпрямители 383
  - влияние атмосферных условий 393
  - влияние температуры 392, 396
  - германиевые 385, 387
  - емкость 395
  - к. п. д. 398
  - меднозакисные 385
  - методы испытаний 389
  - обратное напряжение 189, 199, 396
    - для разных схем амплистатов 302
  - обратное сопротивление 383, 390, 392, 393
  - обратный ток 226, 305, 383, 390, 393
    - его влияние на
      - коэффициент введенной обратной связи 226, 303
      - коэффициент усиления по ампервиткам 227, 306
      - характеристику управления 324
  - параметры 397
  - прямое сопротивление 197, 383, 389, 392
    - относительное значение 197, 391
  - селеновые 385
  - срок службы 393
  - старение 393
  - формовка 396
- Полярность, ее определение 80
- Постоянная времени 162, 285
  - амплитата 284, 287
  - влияние вихревых токов 177, 180, 285
  - воздействующие факторы 292
- ДН с обратной связью и индуктивной нагрузкой в цепи выпрямленного тока 245
  - с активной нагрузкой 238
- закон подобия 293
- обычного ДН с индуктивной нагрузкой на выпрямленном токе 204
- обычного ДН с параллельным соединением рабочих обмоток и активной нагрузкой 181
- обычного ДН с последовательным соединением рабочих обмоток и активной нагрузкой 164
- определение по статической характеристике управления 240
  - полная 164, 176, 177, 238, 285
  - увеличение 166, 174, 223, 285
- Потери в сердечнике 28, 284, 511
  - влияние на динамический коэффициент усиления по мощности 289
  - влияние на постоянную времени 285
  - в текстурованных сталях в зависимости от частоты 48
  - действующие факторы 28
- Поток магнитный (см. Петля гистерезиса)
- Потокоцепление 88
  - уставка 331
- Приведенное напряжение управления 150
- Приведенное сопротивление цепи смещения 99
- Приведенное сопротивление цепи управления 99
- Приведенное эквивалентное сопротивление 100
- Производство сердечников и катушек 359
- Прямое сопротивление выпрямителя (см. Полупроводниковые выпрямители)
- Прямоугольная петля гистерезиса 39
- Работа магнитного усилителя (см. Выходная мощность, Динамический коэффициент усиления по мощности, Передаточная функция, Постоянная времени, Характеристики управления, Усиление мощности)
- Рабочее напряжение 82

- Рабочий ток 82, 105  
    обратной связи 222  
    эффективное значение 108, 116, 120, 121
- Реактивные сопротивления рассеяния и насыщения 110, 315, 347, 379
- Регулирование силы света 410, 414
- Регулятор линейного напряжения 446, 523
- Регулятор постоянного тока 445
- Регулятор напряжения генератора переменного тока  
    для военных целей 499  
    для других установок 494
- Резонанс в нелинейных цепях (см. Нелинейные резонансные цепи)
- Релейное действие с индуктивной нагрузкой на выпрямленном токе 219, 345, 434  
    с активной нагрузкой 217  
    уничтожение 350
- Сердечник тороидальный, спиральный 60, 61  
    С-образный 370  
    из П и I-образных пластин 365  
    из Ш и I-образных пластин 366  
    испытание 60  
    наборный 359  
        кольцевой 359  
        прямоугольный 363  
        трехстержневой 125  
        четырёхстержневой 126, 366
- Сигнал (см. Управление)
- Силектрон (см. Железоникелевые сплавы)
- Синимакс 42, 57
- Скорость действия (см. Время чистого запаздывания, Постоянная времени)
- Смещение переменного тока 442, 460  
    изменяющееся 466  
    постоянного тока 178, 437, 447, 453
- Собственная обратная связь 233
- Согласование нагрузки для получения максимальной выходной мощности 117, 291, 320, 322
- Соотношение между потоком и напряжением 92
- Сопровождение рабочих обмоток 82
- Соппротивление цепи управления, влияние на  
    магнитную обратную связь 211  
    характеристику управления 326, 351  
    электрическую обратную связь 230  
    высокое 79, 80, 325  
    малое 80, 89, 325
- Составляющая насыщения тока нагрузки 233
- Составляющая возбуждения тока нагрузки 233
- Спин электрона 29
- Сплавы железа с кремнием (текстурированные) 46  
    динамическая петля гистерезиса 22  
    дифференциальная проницаемость 43  
    изоляция 46  
    индукция насыщения 43  
        таблицы 43, 283, 380  
    коэрцитивная сила 43  
    коэффициент усиления по ампервиткам 283  
    кривые намагничивания 35, 49  
        в зависимости от направления намагничивания 35, 49  
    применение в сердечниках 46  
    магнитная проницаемость материала с прямоугольной петлей гистерезиса 290  
    потери 48  
    производство 46  
    режим отжига 46  
    статическая петля гистерезиса 47  
    структура кристаллической решетки 17  
    таблица магнитных свойств 42, 48  
    химический состав 48
- Стабилизатор переменного напряжения 524
- Стабилизирующие цепи (противоколебательные) 450, 483, 491
- Статический возбудитель 499
- Статический регулятор напряжения с лампой тлеющего разряда 504
- Структурная схема 169  
    амплитата с индуктивной нагрузкой на выпрямленном токе 246  
    с активной нагрузкой 287  
    включающая звено чистого запаздывания 248
- ДН как усилителя ампервитков с введенной обратной связью 237

- с индуктивной нагрузкой на выпрямленном токе 202
- ДН с последовательно соединенными рабочими обмотками 171
  - с активной нагрузкой 173
    - влияние напряжения питания 175
  - обычного ДН с активной нагрузкой при учете тока возбуждения 235
- Суммирующая точка 171
- Супермаллой 55
  - динамические петли гистерезиса 55, 56
  - дифференциальная проницаемость 45
  - индукция насыщения 45
  - коэрцитивная сила 45, 55, 290
  - кривая намагничивания 17
  - магнитные свойства 45, 55
  - режим отжига 55
  - статическая петля гистерезиса 56
- Текстурованные кремнистые стали (см. Сплавы железа с кремнием)
- Текстура в магнитных материалах 35
  - влияние на направление намагничивания 34, 39
  - зависимость от направления прокатки 36, 37
  - получаемая при холодной прокатке 46, 49
  - преимущества 36
  - сплавов железа с кремнием 36, 42, 49, 290, 381
  - сплавов 50% Ni — 50% Fe 37
- Температура, система управления 416, 422, 450, 463
  - влияние на выпрямители 392, 396
  - влияние на магнитные материалы (см. также Материалы сердечников, Отжиг) 322
- Термистор 450
- Тиристор 432, 487
- Ток возбуждения (Намагничивающий ток) 274, 289
- Ток магнитной обратной связи 211
  - отрицательной 210
  - положительной 210
- Ток нагрузки 86, 87, 193, 203, 209, 238, 244, 278
- зависимость от
  - изменения нагрузки 92, 115, 134, 176, 277, 320, 521, 525
  - изменения напряжения питания 112, 113, 132, 138—140, 174, 242, 316, 519, 522, 523
  - реактивных сопротивлений рассеяния и насыщения 318
  - максимальный 94, 318, 320
  - минимальный 11, 109, 351
  - относительное значение 109, 192, 274, 347
  - составляющая возбуждения 233, 280, 313
  - составляющая насыщения 233, 280, 313
  - фффективное значение 116, 121, 192, 197
- Ток обратной связи 211, 219, 220
- Ток рабочий 82
- Ток управления 93
- Тороидальные сердечники 359
- Точка Кюри 40
- Трансдуктор (см. Дроссель насыщения)
- Трансформатор насыщения 145, 500
- Трансформатор постоянного тока 94, 184, 428
- Угол насыщения (управления, зажигания) 321
- Угол погасания 151
- Удвоитель частоты 426
- Удельное сопротивление материалов сердечников 45
- Управление возбуждением посредством амплитуды 494
  - с помощью повышающего и понижающего амплитуд 498
- Управление гистерезисом 125
- Управление печами 416, 450, 460
- Управление двигателем
  - двухфазным индукционным, реверсивным 468, 469
  - скоростью двигателя с коллектором 420
  - с параллельным возбуждением 422, 435, 439, 447—450, 484, 485
  - реверсивным 453
  - с последовательным (сериесным) возбуждением, реверсивным 454, 462
  - трехфазным индукционным 406, 420

- Управление скоростью трехфазного вентилятора 420  
Управление частотой 407, 484  
Усиление (см. Динамический коэффициент усиления по мощности, Коэффициент усиления по току, Усиление мощности, Усиление по ампервиткам)  
    бесконечное 217  
    в замкнутой системе 172  
    изменяющееся 467  
Усиление малых постоянных напряжений (см. Модуляторы на четных гармониках) 422  
Усиление мощности (см. Динамический коэффициент усиления по мощности)  
Усиление по ампервиткам  
    амплитата 282, 310  
        с обратной связью 301  
        таблица 283  
    влияние обратного тока выпрямителя 226  
ДН с собственной обратной связью и активной нагрузкой 222, 238  
    зависимость от петли В — Н 227, 313  
    обычного ДН 123, 198  
Усилитель ампервитков 233, 237  
Усилитель фототоков 600
- Фазовый сдвиг для сеточной цепи тиратрона 94, 420  
Феррамик 58  
Ферриты 57  
    магнитные свойства 58  
    ограничения при использовании по частоте 58  
    производство 57  
    режим тепловой обработки 57  
    спецификация 58  
Ферроксид 58  
Ферромагнетизм, критерий 31  
    история 15  
Феррорезонансные цепи 517, 521, 524  
Формы кривых  
    для амплитата с индуктивной нагрузкой на выпрямленном токе 338, 340, 342, 346, 348, 354  
    с активной нагрузкой при свободных четных гармониках 262, 266, 268, 270, 281, 317  
    с подавленными четными гармониками 328, 332, 333  
в нелинейной резонансной цепи 520  
для ДН с введенной обратной связью 252, 254, 256  
для дросселя, подмагничиваемого постоянным током 130, 186  
для коммутирующего дросселя механического выпрямителя 511, 513—515  
импульсный ряд 97, 98  
Форсирующее сопротивление на входе (см. Импеданс цепи управления)
- Характеристика управления ДН с параллельным соединением рабочих обмоток 142, 144  
    ДН с индуктивной нагрузкой на выпрямленном токе с положительной обратной связью по рабочему току 220  
    по току нагрузки 221  
Характеристика управления обычного ДН с активной нагрузкой 108, 112, 113, 136  
    безразмерная (обобщенная) 108, 136, 140  
    влияние напряжения питания 113, 133, 140  
    влияние петли гистерезиса 112, 126  
    влияние частоты питания 113, 115  
    влияние сопротивления нагрузки 115, 134  
    зависимость от величины тока возбуждения 273  
Характеристика управления обычного ДН с индуктивной нагрузкой на выпрямленном токе 193  
    влияние активного сопротивления нагрузки 196  
    влияние возбуждения 193  
    влияние напряжения питания 193, 196  
Характеристики управления амплитата с активной нагрузкой и подавленными четными гармониками 326  
Характеристики управления амплитата с индуктивной нагрузкой на выпрямленном токе с большой постоянной времени нагрузки 349  
    с малой постоянной времени нагрузки 336

Характеристики управления амплитата со свободными четными гармониками и активной нагрузкой, сравнение трех типов амплитаторов 273

безразмерная 279, 280  
для введенной обратной связи 310, 311

влияние активного сопротивления цепи управления 326

влияние наклона петли В — Н 314

влияние напряжения питания 316

влияние обратного тока выпрямителя 324

влияние относительного возбуждения 316

влияние реактивных сопротивлений рассеяния и насыщения 318

влияние сопротивления нагрузки 320

влияние  $H_c$  статической петли В — Н 311

влияние частоты питания 319

Характеристики управления ДН с введенной обратной связью и активной нагрузкой 215—218, 241

Цепи зажигания

игнитрона 520

тиратрона 94, 420

Частота 503

влияние на

введенную обратную связь 275, 276

время чистого запаздывания 168, 248, 249

динамический коэффициент усиления по мощности 184, 238

коэффициент усиления по ампервиткам 276, 282

относительное значение тока возбуждения 289

петли гистерезиса 24, 51, 54, 56, 290

постоянную времени 162, 164, 238, 239, 240, 284

потери в сердечнике 48

усиление мощности 283

характеристику управления амплитата 275

обычного ДН 92, 110,

112, 133, 140, 147,

193, 196, 274

Четырехстержневой сердечник 126, 566

65%-ный пермаллой, таблица 42, 52

динамическая петля гистерезиса 53

индукция насыщения 42

коэрцитивная сила 42

магнитные свойства 42, 43

режим отжига 52

статическая петля гистерезиса 53

Шунтирующий выпрямитель 353, 355

Эквивалентное сопротивление 100

Эквивалентные схемы

ДН с параллельным соединением обмоток во время интервала насыщения 103

ДН с последовательным соединением обмоток в интервале насыщения 157

колебательных контуров для обратного напряжения выпрямителя 199.

однополупериодного амплитата 331

цепи управления ДН с последовательным соединением рабочих обмоток 177

с двумя обмотками управления 178

с одной обмоткой управления 177

Экспоненциальная функция 163

Электрическая обратная связь 212, 230

Электронный осциллограф, измерение петель В — Н 67

Элементы счетно-решающих устройств, использующие модуляторы по второй гармонике 424

Эффективное значение тока нагрузки 116, 121, 193, 197, 221



## СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие редактора русского издания . . . . .	3
Из предисловия автора . . . . .	5
Принятые обозначения и сокращения . . . . .	7

### ЧАСТЬ I

#### МАГНЕТИЗМ

Глава 1. Моррил У. Введение в теорию магнетизма . . . . .	15
Глава 2. Моррил У. Магнитные материалы . . . . .	41
Глава 3. Эллерт Ф. Дж. Магнитные измерения . . . . .	60

### ЧАСТЬ II

#### ТЕОРИЯ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Глава 4. Сторм Г. Ф. Введение в теорию магнитных усилителей . .	77
Глава 5. Сторм Г. Ф. Дроссель насыщения с активной нагрузкой	83
Глава 6. Сторм Г. Ф. Дроссель насыщения с активной нагрузкой	102
Глава 7. Сторм Г. Ф. Статические характеристики дросселя насыщения с активной нагрузкой и свободными четными гармониками тока . . . . .	108
Глава 8. Сторм Г. Ф. Статические характеристики дросселя насыщения с активной нагрузкой и подавленными четными гармониками тока . . . . .	129
Глава 9. Сторм Г. Ф. Дроссель насыщения с параллельно включенной нагрузкой . . . . .	141
Глава 10. Сторм Г. Ф. Переходный процесс в дросселе насыщения с активной нагрузкой . . . . .	147
Глава 11. Сторм Г. Ф. Установившийся режим работы дросселя насыщения с индуктивной нагрузкой в цепи выпрямленного тока . . . . .	187
Глава 12. Сторм Г. Ф. Переходный процесс в дросселе насыщения с индуктивной нагрузкой в цепи выпрямленного тока . . . .	202
Глава 13. Сторм Г. Ф. Дроссели насыщения с введенной обратной связью . . . . .	210
Глава 14. Сторм Г. Ф. Дроссели насыщения с обратной связью . .	232
Глава 15. Сторм Г. Ф. Связь между дросселями насыщения с введенной обратной связью и дросселями с блокированной собственной обратной связью . . . . .	250
Глава 16. Сторм Г. Ф. Амплистат с нулевой полной обратной связью	277
Глава 17. Сторм Г. Ф. Амплистат с полной обратной связью, отличной от нуля . . . . .	299

Глава 18. Сторм Г. Ф. Характеристики амплистатов с активной нагрузкой . . . . .	315
Глава 19. Сторм Г. Ф. Амплистаты с подавленными переменными составляющими тока управления . . . . .	325
Глава 20. Сторм Г. Ф. Магнитные усилители с индуктивной нагрузкой, включенной в цепи выпрямленного тока . . . . .	335

### ЧАСТЬ III

#### СОСТАВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Глава 21. Ванс П. А. Конструкции сердечников и обмоток . . . . .	359
Глава 22. Хартн Э. А. Полупроводниковые выпрямители . . . . .	382

### ЧАСТЬ IV

#### ПРИМЕНЕНИЕ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Глава 23. Александерсон Э. Ф. Магнитные усилители в радиотелефонии . . . . .	403
Глава 24. Кокрелл У. Применение дросселей насыщения . . . . .	409
Глава 25. Огл Г. М. Основные применения однотактных амплистатов . . . . .	431
Глава 26. Огл Г. М. Применение двухтактных амплистатов . . . . .	452
Глава 27. Огл Г. М. Применение магнитных усилителей в следящих системах и в некоторых специальных схемах . . . . .	475
Глава 28. Бриттен Г. Г. Регуляторы напряжения генераторов переменного тока . . . . .	494

### ЧАСТЬ V

#### ДРОССЕЛИ НАСЫЩЕНИЯ

Глава 29. Лорд Г. У. Применение катушек со стальными сердечниками в качестве нелинейных элементов электрических цепей . . . . .	509
Литература . . . . .	530
Отечественная литература по магнитным усилителям . . . . .	543
Предметный указатель . . . . .	556

Г. Ф. Сторм

МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Редактор Л. П. ЯКИМЕНКО

Художник Н. О. Мунц. Технический редактор М. П. Грибова

Корректор В. П. Горячева

Сдано в производство 30/VIII 1956 г. Подписано к печати 22/II 1957 г.  
Бумага 60×92 $\frac{1}{16}$ =17,8 бум. л. 35,5 печ. л. Уч.-изд. л. 32,4. Изд. № 20/3113  
Цена 24 р. 20 к. Зак. 1407.

ИЗДАТЕЛЬСТВО ИНОСТРАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ,

Москва, Ново-Алексеевская, 52

Министерство культуры СССР. Главное управление полиграфической промышленности.  
4-я тип. им. Евг. Соколовой. Ленинград, Измайловский пр., 29.



24 p. 20 x.