

МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Т. Аттура

МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ



ГОСЭНЕРГОИЗДАТ

Г. А Т Т У Р А

МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Перевод с английского
Н. М. ИВАНОВОЙ
Под редакцией
канд. техн. наук,
доцента
И. Б. НЕГНЕВИЦКОГО



ГОСУДАРСТВЕННОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО
МОСКВА 1963 ЛЕНИНГРАД



Scan AAW

В книге в доступной форме изложены основы теории современных магнитных усилителей. Внимание главным образом уделено двум основным типам магнитных усилителей — дроселю насыщения и усилителю с самонасыщением. Рассмотрены одно- и двухполупериодные, одно- и двухтактные магнитные усилители, а также комбинированные магнитно-полупроводниковые усилители.

Излагаются преимущественно физика процессов, качественные соотношения и значительно в меньшей мере количественные соотношения, специальные вопросы расчета и т. д. Это обстоятельство делает книгу очень доступной и полезной для широкого круга читателей — инженеров, техников и студентов, интересующихся элементами автоматики.

George M. Attura,
Magnetic Amplifier Engineering,
McGraw-Hill Book Company, Inc.,
New York, 1959

6П2.15 *Атттура Г., Магнитные усилители*, перев. с англ.,
А 92 М.—Л., Госэнергоиздат, 1963, 288 с. с черт.

6П2.15

* * *

Редактор *И. И. Кодкинд*

Техн. редактор *Г. Е. Ларионов*

Сдано в пр-во 27/VII 1962 г.

Подписано к печати 26/XI 1962 г.

Формат бумаги 84×108^{1/32}

14,76 п. л.

15,5 уч.-изд. л.

Тираж 25 000 экз.

Цена 1 р. 24 к.

Заказ 2526

Типография Госэнергоиздата. Москва, Шлюзовая наб., 10.

ПРЕДИСЛОВИЕ К РУССКОМУ ИЗДАНИЮ

Последние годы все шире применяются магнитные усилители. Развитие полупроводниковой техники и появление новых приборов не тормозит этого процесса. Соответственно не уменьшается публикация статей и монографий по теории и расчету магнитных усилителей и расширяется круг инженерно-технических работников, приобщающихся к этой области техники.

Этой «молодежи», начинающей знакомиться и работать с магнитными усилителями, очень нужны книги, в которых в ясной, доступной и вместе с тем достаточно строгой форме излагались бы основы техники магнитных усилителей. К числу таких книг относится предлагаемая вниманию читателя книга Г. Аттура «Магнитные усилители».

Автор изложил основы теории современных магнитных усилителей, приняв в качестве базовых два простейших усилителя — дроссель насыщения и однополупериодный усилитель с самонасыщением. Выделение этих двух типов усилителей в качестве двух основных видов «кирпичей», из которых строятся все остальные, более сложные магнитные усилители, представляется, по крайней мере с методической точки зрения, весьма рациональным.

Основное внимание автор уделяет физике процессов и качественным соотношениям; количественные соотношения и вопросы расчета освещены в значительно меньшей мере. Автор справедливо отмечает, что необходимость в строгом аналитическом расчете будет оправ-

дана только в том случае, если характеристики изготавливаемых сердечников будут отличаться друг от друга в пределах нескольких процентов.

При переводе были устранены некоторые неточности и опечатки. Терминология и обозначения по возможности приведены в соответствие с принятыми в нашей литературе.

Список литературы, на которую ссылается автор, приведен в конце книги. Нумерация литературы дана сквозная, но, как и в оригинале, по каждой главе указан свой список. Поэтому некоторые источники упоминаются несколько раз.

Обширная советская литература по магнитным усилителям автором не отражена. Подробные библиографические списки советской и иностранной литературы по магнитным усилителям периодически публикуются в журнале «Автоматика и телемеханика».

И. Б. Негневицкий

ИЗ ПРЕДИСЛОВИЯ АВТОРА

Настоящая книга посвящена основным положениям теории магнитных усилителей и предназначена для инженеров-электриков, интересующихся этой областью техники. Применяемая в книге методика анализа годна для всех типов магнитных усилителей. На этой общей основе рассматриваются конкретные типы усилителей — дроссель насыщения и магнитный усилитель с самонасыщением. Для изучения и расчета каждого нового типа не требуется возвращаться к предыдущему.

Магнитные усилители находят все большее и большее применение в системах автоматики, с успехом соревнуясь с усилителями на транзисторах и электронных лампах. Очень часто инженер-электрик должен решать вопрос: какой тип усилителя следует выбрать в данных условиях? Чтобы полнее использовать реальные преимущества магнитных усилителей для усовершенствования систем автоматики, необходимо теорию и, следовательно, терминологию магнитных усилителей строить соответственно другим — смежным — областям электротехники, а методы экспериментального исследования основывать на использовании уже имеющихся в распоряжении исследователей приборов и аппаратов. Такой подход, рассматриваемый в данной книге, облегчит инженеру-электрику изучение магнитных усилителей и сравнение их с другими типами усилителей.

В книге не делается попытки охватить все важнейшие типы магнитных усилителей. Примеры выбраны вследствие частого применения тех или иных магнитных

усилителей, а также для иллюстрации методики анализа. Для более обстоятельного ознакомления со схемами магнитных усилителей следует обратиться к другим книгам, например к книге Гейгера «Схемы магнитных усилителей»¹.

Современный магнитный усилитель представляет своего рода «новинку» среди других типов усилителей. Надо полагать, что применение магнитных усилителей резко расширится. Характеристики магнитных усилителей уникальны, и некоторые задачи автоматики решаются благодаря применению магнитных усилителей значительно проще, чем без них.

Георг М. Аттура

¹ Книга переведена на русский язык и издана Госэнергоиздатом в 1959 г. *Прим ред.*

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие к русскому изданию	3
Из предисловия автора	5
Глава первая. Введение	11
1-1. История усилителей	11
1-2. Дальнейшая разработка магнитных усилителей	14
1-3. Терминология магнитных усилителей	15
1-4. Применение магнитных усилителей	17
Глава вторая. Понятие о магнитном поле и основных магнитных величинах	22
2-1. Электростатика и электромагнетизм	22
2-2. Магнитное поле	24
2-3. Основные магнитные величины	27
2-4. Сопротивление магнитной цепи	30
Глава третья. Теория магнитного дросселя	32
3-1. Связь между электрическими и магнитными величинами	32
3-2. Расчет магнитной цепи	32
3-3. Закон Фарадея: напряжение и поток	34
3-4. Ток и напряженность магнитного поля	37
3-5. Частный случай линейной индуктивности	38
3-6. Дроссель магнитного усилителя	43
3-7. Сравнение линейной индуктивности и дросселя магнитного усилителя	46
3-8. Вольт-секунды напряжения питания	47
3-9. Уравнение трансформатора	48
Глава четвертая. Изготовление дросселей магнитных усилителей	50
4-1. Типы дросселей	50
4-2. Дроссель с сердечником из пластин	51
4-3. Торoidalный сердечник	55
4-4. Торoidalный дроссель	59

Глава пятая. Материалы для сердечников магнитных усилителей	64
5-1. Назначение сердечника	64
5-2. Классификация материалов для сердечников по их магнитным свойствам	66
5-3. Петля гистерезиса	68
5-4. Влияние гистерезиса и вихревых токов	72
5-5. Ферромагнитные сплавы для магнитных усилителей . .	76
5-6. Частные гистерезисные циклы	85
Глава шестая. Экспериментальное определение характеристик сердечника и дросселя	90
6-1. Сердечник и дроссель	90
6-2. Напряжение насыщения	91
6-3. Намагничивающий ток	96
6-4. Петля гистерезиса на постоянном токе	97
6-5. Динамическая петля гистерезиса	100
6-6. Влияние обмотки на характеристики дросселя	102
6-7. Производственный контроль	104
Глава седьмая. Дроссель насыщения	106
7-1. Введение	106
7-2. Дроссель насыщения с одним сердечником	110
7-3. Дроссель насыщения с последовательным соединением рабочих обмоток. Усиление по мощности	114
7-4. Переходный процесс в дросселе насыщения с последовательным соединением рабочих обмоток	120
7-5. Другие типы дросселей насыщения	127
7-6. Преимущества и недостатки дросселя насыщения . .	130
Глава восьмая. Вентили для магнитных усилителей	131
8-1. Усовершенствование вентиля для магнитных усилителей	131
8-2. Роль вентилей в схеме магнитного усилителя	134
8-3. Селеновые вентили	136
8-4. Полупроводниковые плоскостные вентили	142
8-5. Экспериментальное определение характеристик вентилей	146
Глава девятая. Односердечниковый магнитный усилитель с самонасыщением	148
9-1. Описание схемы	148
9-2. Сравнение магнитного усилителя с самонасыщением с дросселем насыщения	150
9-3. Принцип действия усилителя	153
Глава десятая. Рабочий режим магнитного усилителя с самонасыщением	159
10-1. Выходная мощность	159
10-2. Напряжение питания и число витков рабочей обмотки w_p	163

10-3. Связь между током нагрузки и уровнем индукции к началу рабочего полупериода	166
10-4. Зависимость угла проводимости $\theta_{пр}$ и напряжения на нагрузке от параметра управления $\Delta B_{п}$	168
Глава одиннадцатая. Управление намагничивающей силой	172
11-1. Сущность метода управления	172
11-2. Петли гистерезиса	174
11-3. Зависимость между током управления I_y и параметром управления $\Delta B_{п}$	177
11-4. Сопротивление цепи управления	180
11-5. Переходный процесс	185
Глава двенадцатая. Управление переменным током	189
12-1. Управление постоянным и переменным токами	189
12-2. Управление с помощью сопротивления утечки	190
12-3. Управление от источника напряжения	197
12-4. Управление от источника тока	200
12-5. О практическом осуществлении цепей управления и смещения	201
Глава тринадцатая. Однотактные магнитные усилители	202
13-1. Типичные виды нагрузки	202
13-2. Синтез сложных схем выходного каскада	203
13-3. Взаимодействие усилителя и нагрузки	204
13-4. Однополупериодный выходной каскад постоянного тока	206
13-5. Однополупериодный выходной каскад постоянного тока с двигательной нагрузкой	211
13-6. Двухполупериодный выходной каскад постоянного тока	213
13-7. Двухполупериодный выходной каскад переменного тока	220
13-8. Многокаскадный магнитный усилитель постоянного тока, управляемый сигналами переменного тока	224
Глава четырнадцатая. Двухтактные выходные каскады	226
14-1. Типы нагрузок и конфигурация схем	226
14-2. Выходные каскады для нагрузок со средней точкой	228
14-3. Двухтактный усилитель для двигателя постоянного тока с расщепленной последовательной обмоткой возбуждения	231
14-4. Выходные каскады для управления исполнительными двигателями	234
14-5. Однополупериодная схема с насыщением дросселей в один и тот же полупериод	236
14-6. Однополупериодная схема с насыщением дросселей в разные полупериоды	242
14-7. Двухполупериодная схема для управления исполнительным двигателем	247

Глава пятнадцатая. Комбинированные усилители . .	252
15-1. Многокаскадный усилитель	252
15-2. Предварительный магнитный усилитель	254
15-3. Комбинированный усилитель	257
15-4. Типичные комбинированные усилители для двигателей переменного тока	262
15-5. Транзисторно-магнитный усилитель для двигателя с последовательным возбуждением	265
15-6. Транзисторно-магнитный релейный усилитель	267
Глава шестнадцатая. Двухтактный усилитель с одним дросселем	269
16-1. Сравнение с другими магнитными усилителями . . .	269
16-2. Основная схема	271
16-3. Усилитель с диодами и опорными напряжениями в качестве нелинейного сопротивления	272
16-4. Вопросы расчета	278
Приложение	282
Литература	286

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ВВЕДЕНИЕ

1-1. ИСТОРИЯ УСИЛИТЕЛЕЙ

В годы, предшествовавшие второй мировой войне, в технике связи усилители выполнялись почти исключительно на электронных лампах [Л. 1]. Тиратроны, вращающиеся электромеханические усилители и первые магнитные усилители применялись в относительно немногих устройствах автоматического регулирования для промышленных и военных целей. В то время перечисленным усилителям не доставало универсальности, свойственной усилителям на электронных лампах. Поэтому их применяли только в тех случаях, когда требовались большие выходные мощности и ламповые усилители не могли быть применены из-за больших потерь на аноде.

Первое десятилетие после второй мировой войны стало свидетелем интенсивного и широкого применения систем автоматического регулирования как в промышленности, так и в военном деле [Л. 2]. По мере того как возрастала сложность таких систем, степень их надежности и величина допустимых ошибок становились все более серьезными проблемами. Кроме того, появились новые механизмы, служащие для воздействия на разного рода нагрузки. Все эти факторы расширили диапазон требований, предъявляемых к усилителям в системах автоматического регулирования, удовлетворить которым, ограничиваясь только ламповыми схемами, уже нельзя было. Поэтому обратились к другим типам усилителей и стали изучать их с целью применения в таких системах.

Сначала из-за отсутствия других возможностей почти во всех системах применялись ламповые усилители

(рис. 1-2), но их низкий к. п. д. и ограниченный срок службы стимулировали поиски иных решений. Одним из самых перспективных решений оказалось применение магнитных усилителей, хотя уровень развития их в США в тот период не соответствовал предъявляемым к усилителям требованиям. Интенсивное развитие магнитных усилителей скоро дало результаты и, хотя следом появились транзистор [Л. 3] и более надежные в эксплуатации электронные лампы, магнитный усилитель для случаев, когда требовалось управлять большими мощностями, был признан почти идеальным.

Однако следует отметить, что все виды усилительной техники способствовали ускоренному прогрессу послевоенных лет; обзор достижений в области регулирования, сделанный в 1958 г., показал, что ни один из методов усиления не может быть признан устаревшим. Разнообразнейшие устройства, используемые в систе-

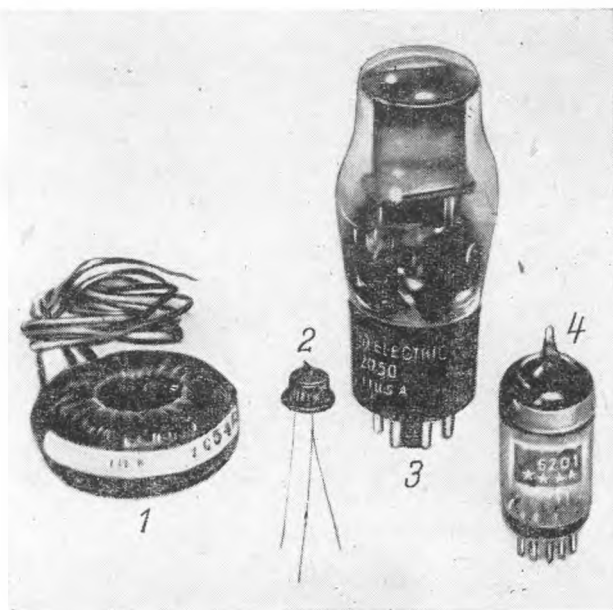


Рис. 1-1. Типичные элементы усилителя.

1 — торондальный дроссель; 2 — транзистор; 3 — электронная лампа;
4 — тиратрон.

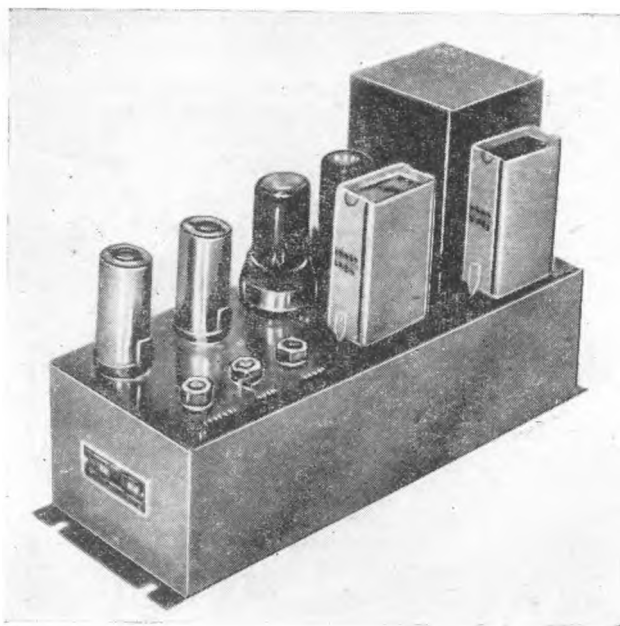


Рис. 1-2. Ламповый усилитель для привода исполнительного двигателя,

мах регулирования, требуют применения различных типов усилителей, к которым относятся: электронная лампа, тиратрон, современные магнитные усилители, транзистор (рис. 1-1), электрогидравлический усилитель (клапаны или насосы с электрическим управлением), электромеханический усилитель (вращающаяся машина типа генератора с регулируемым возбуждением и электрически управляемые муфты), чисто механические и некоторые другие усилители, находящиеся еще в стадии развития. Каждый из этих усилителей в силу резко выраженных индивидуальных характеристик, как правило, применяется в определенных устройствах. Например, электронная лампа должна применяться во входных каскадах особо чувствительных усилителей, поскольку она обладает лучшими характеристиками в отношении шумов. Малые потери мощности в тран-

зисторных схемах делают их пригодными для логических цепей цифровых вычислительных устройств, где тепло, выделяемое тысячами отдельных усилительных каскадов, создает серьезные технические трудности. И, наконец, высокий к.п.д. магнитного усилителя делает целесообразным его применение в случае, когда, как упоминалось, требуется управлять большими мощностями.

1-2. ДАЛЬНЕЙШАЯ РАЗРАБОТКА МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Одно из первых применений магнитных усилителей относится к периоду первой мировой войны, когда они были использованы в качестве модулятора-усилителя между микрофоном и антенной радиопередатчика [Л. 4]. Интересно отметить, что это имело место как раз в тот период, когда электронная лампа начинала завоевывать свое преимущественное положение, которое она занимает и в настоящее время в технике связи. Именно это обстоятельство послужило причиной того, что магнитные усилители были вытеснены из этой области, и в последующее тридцатилетие управление с их помощью применялось только там, где требовались большие мощности на выходе. Так, магнитный усилитель в виде дросселя насыщения (рис. 1-3) использовался вместо реостата для регулирования театрального освещения, мощности электропечей и как усилитель в цепи возбуждения генератора переменного тока.

Интенсивное развитие магнитных усилителей, следовавшее в годы после второй мировой войны, привело к появлению большого числа новых типов, отличных от первых дросселей насыщения как по схемам, так и по конструкции и характеристикам. Например, добавление полупроводниковых выпрямителей к обмоткам дросселя изменило характеристики схемы, позволило увеличить усиление и быстродействие. Были разработаны односердечниковые усилители с двухтактным выходом, не имеющие никакого сходства с магнитными усилителями, применявшимися прежде. Наконец, появились комбинированные усилители, состоящие из лампового или полупроводникового входного усилителя и магнитного выходного, которые объединили в себе самые лучшие черты существующих усилителей.

1-3. ТЕРМИНОЛОГИЯ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Процессы в магнитных усилителях, так же как и в других магнитных устройствах, определяются зависимостью между электрическими величинами на зажимах и изменениями магнитного состояния его сердечника. Эта зависимость рассматривается подробно в последующих главах.

Теоретические основы и терминология магнитных усилителей должны охватывать все известные типы усилителей и служить базой для их дальнейшего развития.

Первые современные магнитные усилители представляли собой модификацию дросселя насыщения. Добавление выпрямителей к рабочим обмоткам дросселя насыщения увеличило в некоторых схемах усиление и уменьшило постоянную времени. Эти «родственные» связи с дросселем насыщения обусловили создание соответствующей качественной теории и неудивительно поэтому, что терминология магнитных усилителей явилась развитием терминологии дросселя насыщения.

Поскольку схемы усилителей имели много общего с дросселями насыщения, некоторое время их можно было рассматривать вместе. Однако появление магнитных усилителей, управляемых переменным напряжением той же частоты, что и частота питания рабочей цепи, заставило пересмотреть существующую теорию, так как такие магнитные усилители уже принципиально отличались от дросселей насыщения. Постепенно назрела необходимость в более общей теории, охватывающей все типы магнитных усилителей. Можно считать, что к настоящему моменту такая теория в основном создана; в ней различные магнитные усилители подразделяются на группы, в той или иной мере самостоятельные. В одну из групп входят дроссели насыщения.

Одна из главных сфер применения магнитных усилителей — системы автоматического регулирования. Для их анализа была разработана подробная теория автоматического регулирования [Л. 5]. В целях синтеза систем часто необходимо описывать характеристики магнитных усилителей на языке этой теории. Магнитный усилитель, как и тиратрон, имеет прерывистый режим работы, проводя ток нагрузки только в течение части периода напряжения питания. Форма кривой напряже-

ния на нагрузке определяется главным образом формой кривой напряжения питания и продолжительностью интервала проводимости.

В отличие от схем с электронными лампами или транзисторами в схемах с магнитными усилителями нельзя непосредственно без дополнительных устройств

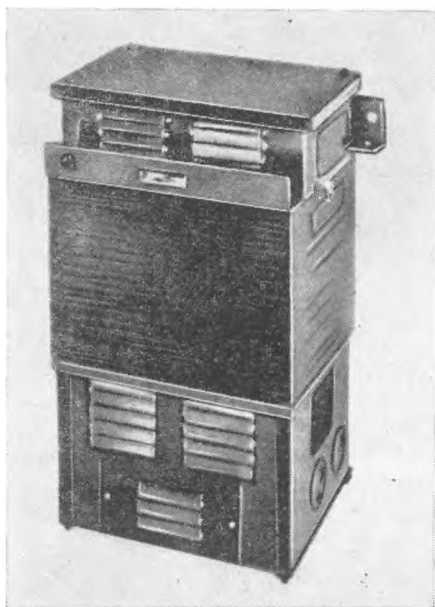


Рис. 1-3. Дроссель насыщения, используемый для промышленных целей (средней мощности, частота 60 гц).

получить чисто синусоидальное или хорошо сглаженное постоянное напряжение. При рассмотрении магнитного усилителя в системе автоматического регулирования его передаточные характеристики должны быть определены по средним значениям некоторой сложной кривой на выходе или по ее основной гармонике. Вводя эти упрощения, можно написать выражения передаточных функций, представляющих интерес для анализа систем автоматического регулирования, в которые входят магнитные усилители. Эти выражения могут и не обеспечивать тех точности и соответствия, которые

возможны при анализе линейных цепей, содержащих электронные лампы.

Таким образом, терминология магнитных усилителей должна быть позаимствована из других областей техники, так как магнитные элементы обычно бывают связаны с совершенно отличными от них другими элементами, характеристики которых могут в той или иной степени определять работу схемы в целом. Поэтому не следует проводить резкой границы между теорией магнитных усилителей и общей теорией схем с электронными лампами. Исключение представляют только относительно простые устройства, такие как дроссель насыщения. Современный магнитный усилитель построен из элементов и материалов, которые или не применялись, или вообще были неизвестны 10 лет тому назад. Достаточно упомянуть кремниевые или германиевые выпрямители, транзисторы, специальные материалы для сердечников с необычными магнитными характеристиками, танталовые конденсаторы. Поэтому теория магнитных усилителей должна включать в себя подробные характеристики этих устройств и пользоваться соответствующей терминологией. Широта охвата различных устройств составляет одну из самых привлекательных черт техники магнитных усилителей (находящейся всегда в тесном контакте с развивающейся электроникой).

1-4. ПРИМЕНЕНИЕ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Магнитные усилители используются в системах, где их качества способствуют улучшению характеристик, уменьшению габаритов и повышению надежности системы в целом. Широкое применение магнитных усилителей обуславливается главным образом их уникальными свойствами. В последующих главах будет показано, что в отношении воздействия на нагрузку магнитный усилитель подобен синхронному выключателю, который остается замкнутым в течение управляемой части периода напряжения питания. Это обстоятельство является ключом к пониманию особенностей магнитного усилителя и позволяет сформулировать следующие положения:

1. Подобно синхронному выключателю магнитный усилитель в течение каждого периода напряжения питания будет то пропускать ток, то запирает его. В не-

проводящем состоянии в рабочих обмотках нет потерь. В проводящем состоянии в обмотках теряется мощность I^2R , определяемая током нагрузки и сопротивлением обмоток. Таким образом, при соответствующем выборе параметров усилителя можно получить высокий к. п. д. Этим магнитный усилитель выгодно отличается от электронных ламп и транзисторов, работающих в классе А или В с потерями мощности в анодных и коллекторных цепях. Даже сравнение с тиратронами, имеющими высокий к. п. д., оказывается в пользу магнитного усилителя.

2. Подобно тиратрону магнитный усилитель питается непосредственно от сети переменного тока и не требует отдельного анодного питания, необходимого для ламповых схем.

3. Магнитный усилитель не имеет цепей накала и не требует ни предварительного прогрева, ни регулирования напряжения накала, обязательных для электронных ламп и тиратронов.

4. Магнитные элементы магнитного усилителя очень прочны и при соответствующем исполнении обеспечивают срок службы в десятки лет. Для тиратронов и электронных ламп такие сроки службы трудно достижимы.

Перечисленные свойства магнитного усилителя имеют особенно важное значение в тех случаях, когда требуется управлять значительными мощностями. Если же необходимо осуществить усилитель с выходной мощностью 150 *вт*, с одинаковым успехом могут быть применены все три типа усилителей: электронная лампа, транзистор или магнитный усилитель. При таких низких уровнях мощности высокий к. п. д. схемы не имеет существенного значения, так как мощность порядка 100 *вт* обычно не повышает температуры узлов схемы настолько, чтобы это грозило снижением срока их службы. При выборе наиболее надежных ламп или транзисторов можно достигнуть срока службы порядка многих тысяч часов; такой срок службы может быть выдержан и в рассмотренном примере. Однако, если требуемый уровень мощности возрастает до 15 *вт*, положение меняется. Электронный усилитель при таких мощностях рассеивает от 10 до 15 *вт* только в цепи анода, и вызванное этим повышение температуры может значительно сократить срок службы оборудования и

препятствовать уменьшению его габаритов. Это же относится и к линейным цепям на транзисторах. С другой стороны, очень важным становится возможность получить высокий к. п. д. При мощности выше 15 вт преимущества магнитного усилителя еще более очевидны, и применение его становится в большинстве случаев единственно возможным решением.

Таким образом, отличительной особенностью магнитного усилителя является его способность работать при высоких уровнях мощности, с хорошим к. п. д., получая питание непосредственно от сети переменного тока. Это наглядно иллюстрируется приводимыми ниже примерами.

В системах автоматического регулирования широко распространены исполнительные двигатели мощностью от нескольких ватт до долей киловатта. Наиболее распространен двухфазный асинхронный двигатель, видоизмененный для получения специальных моментных характеристик, требующихся в позиционных следящих системах. Управляющие обмотки этих двигателей питаются переменным током. При изменении на 180° фазы основной гармоники напряжения управления (сдвинутой на 90° по отношению к напряжению возбуждения) происходит реверсирование. Это управляющее напряжение необязательно должно быть синусоидальным, поскольку среднее значение получающегося момента пропорционально только составляющей основной частоты. Поэтому, хотя выход соответствующей магнитной цепи может быть и несинусоидальным, применяя в целях управления магнитный усилитель (рис. 1-4), можно создать достаточно компактные приводы. При более высоких уровнях мощностей из всех усилителей должны применяться только магнитные усилители, так как даже если отвлечься от вопросов надежности, размеры и вес лампового усилителя вместе с необходимыми для него источниками питания обычно делают использование его нецелесообразным.

Управление якорем реверсивных исполнительных двигателей постоянного тока не получило большого распространения, так как в этом случае некоторые особенности схем не позволяют получить высокого к. п. д.

Для нереверсивного привода постоянного тока имеется ряд очень хороших магнитных усилителей с вы-

соким к. п. д. Управление возбуждением двигателей и генераторов с помощью магнитных усилителей — еще один пример удачного их применения, особенно при высоких уровнях мощностей. Магнитный усилитель может также с успехом применяться для управления двигателем с последовательным возбуждением.

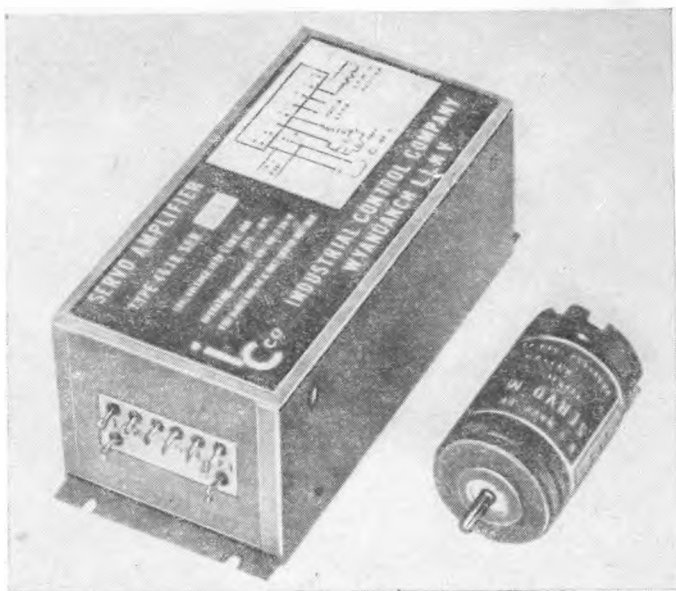


Рис. 1-4. Малогабаритный магнитный усилитель для привода исполнительного двигателя.

В настоящее время во многих системах автоматического регулирования применяются различные исполнительные механизмы с электрическим управлением. Они могут иметь одну или две управляющие обмотки, воздействующие на выходной элемент электромагнитным путем, могут включать в себя гидравлические клапаны с электрическим приводом, электромагнитные муфты, двигатели постоянного тока, электромагниты и реле. Магнитные усилители для этих механизмов подобны усилителям, применяемым для управления током возбуждения вращающихся машин. Для реверсирования

требуются два отдельных магнитных усилителя, каждый из которых питает одну катушку или обмотку, что и обеспечивает двухтактную характеристику. В том случае, когда реверсирования не требуется, достаточно однотактного усилителя на заданную мощность нагрузки при соответствующей линейности характеристики.

Дроссель насыщения по-прежнему применяется для управления промышленными объектами большой мощности. К их числу относятся, например, электрические печи, регулирование температуры, осветительная нагрузка, измерение постоянного тока и многие другие. В некоторых случаях дроссели насыщения заменены теперь более современными устройствами.

Выше были перечислены только основные, наиболее распространенные случаи применения магнитных усилителей. Это объясняется тем, что магнитные усилители представляют собой еще новую область техники, и развитие их вначале шло применительно к тем системам, где использование их было единственно целесообразным решением. В действительности же магнитные усилители применяются в самом разнообразном оборудовании и системах, хотя, может быть, и не так широко. Они с успехом используются как высокочувствительные усилители и модуляторы постоянного тока, как умножители частоты, в схемах логики и памяти цифровых счетно-решающих устройств, в фазочувствительных схемах и во многих других устройствах управления.

Последующее развитие магнитных усилителей пойдет, по-видимому, по пути усовершенствования существующих схем, повышения частоты питания и все более широкого применения их в системах, где они раньше не применялись. Можно ожидать, что появятся новые схемы, которые разрешат некоторые серьезные проблемы техники магнитных усилителей. Одновременно должна улучшаться технология производства магнитных усилителей, обеспечивающая их массовый выпуск при широкой номенклатуре и надлежащем контроле за качеством продукции. Параллельно с этим необходимо улучшать другие элементы схемы, такие как диоды и выпрямители. Можно надеяться, что для сердечников появятся новые материалы с лучшими характеристиками. Поскольку основной этап развития собственно

магнитных усилителей завершился в течение одного десятилетия, по-видимому, в будущем развитие магнитных усилителей пойдет по пути «вторжения» их в область управляющих и усилительных систем, занятую в настоящее время электроникой.

ГЛАВА ВТОРАЯ

ПОНЯТИЕ О МАГНИТНОМ ПОЛЕ И ОСНОВНЫХ МАГНИТНЫХ ВЕЛИЧИНАХ

2-1. ЭЛЕКТРОСТАТИКА И ЭЛЕКТРОМАГНЕТИЗМ

Различные электротехнические устройства, объединенные в единый комплекс, образуют системы для распределения энергии, системы связи, измерения, управления и т. д. Во всех этих устройствах обнаруживается определенная связь между напряжениями и токами на их входе. Так, например, ток в постоянном сопротивлении практически пропорционален напряжению на его зажимах, в то время как зависимость тока от напряжения в тиритовом элементе выражается степенной функцией. Реле замыкает контакты, когда напряжение на его зажимах превысит некоторое заранее заданное значение, двигатель передает мощность нагрузке на валу, когда его обмотки обтекаются током, а генератор питает потребителей электрической энергией, когда его вал вращается первичным двигателем. Изучение вольт-амперных характеристик таких и подобных им устройств, реализация заданных характеристик и разработка способов управления ими являются одними из важнейших задач электротехники [Л. 6].

Обширный класс электротехнических устройств может рассчитываться с помощью уравнений электростатики, описывающих электромеханическое взаимодействие между заряженными частицами. Типичными для этого класса являются сопротивления, электронные и ионные лампы, транзисторы, конденсаторы, термоионные и полупроводниковые выпрямители, разные электрохимические элементы — источники э. д. с., а также многие процессы, в частности осаждение металлов, диссоциация смеси и т. д. Всем этим устройствам и процессам соответствует одна и та же картина физических

явлений: для всех них характерно наличие заряженных частиц (независимо от того, будут это электроны, «дырки» или ионы). Если пространство между зажимами рассматриваемого устройства является проводящим, то при появлении между ними напряжения частицы начинают перемещаться и результирующая скорость потока этих частиц, т. е. ток будет определяться величиной приложенного напряжения, геометрией электродов этого устройства и его конструкцией вообще. Если пространство между зажимами устройства непроводящее, то при приложении напряжения в устройстве накаплиется энергия, как в конденсаторе; при этом взаимодействие между зарядами может обусловить определенную механическую силу или момент, как в электростатическом вольтметре. Эта, хотя и очень упрощенная, картина процессов в указанной выше группе устройств приведена для того, чтобы противопоставить ее другой группе устройств — электромагнитных, процессы в которых не могут быть описаны уравнениями электростатики. Поэтому для объяснения и расчета их вольт-амперных характеристик необходима иная теория. Типичными для этой группы являются двигатели, генераторы, реле, электромагнитные муфты, магнетроны, трансформаторы, громкоговорители, магнитные дроссели и т. д.

Отличительной особенностью этих устройств является то, что в основе действия их лежат те или иные проявления магнитного поля, что определяет в той или иной степени их вольт-амперные характеристики. Электростатика имеет дело с электромеханическими воздействиями на заряженную частицу, находящуюся в потенциальном поле. В магнитном поле имеет место электро-механическое взаимодействие между потоками заряженных частиц. В первом случае имеет место фиксированное распределение потенциала, и движение частицы определяется градиентами этого потенциала, во втором случае — взаимодействие между потоками частиц или проводниками, несущими ток. Магнитное поле может обусловить те или иные электрические и механические воздействия, например: увеличение полного сопротивления катушки, обтекаемой переменным током, по сравнению с ее сопротивлением при постоянном токе, взаимную индукцию двух обтекаемых током кату-

шек, ориентацию магнитной стрелки компаса в поле земного магнетизма, специфические явления в ферромагнитных материалах и т. д. Эти примеры показывают, что в пространстве на расстоянии от источника электрической энергии существует какое-то силовое поле. В электростатике понятие поля и градиента потенциала было введено с тем, чтобы иметь возможность решить количественно задачу движения единичного заряда вне зависимости от того, какой источник создавал это поле, какова форма электродов и т. д. Подобным же образом введение понятия магнитного поля дает возможность рассчитывать электромагнитные устройства независимо от создающих это поле электрических величин [Л. 7].

Большинство электромагнитных устройств имеет сердечники из ферромагнитного материала, в котором, когда к зажимам устройства приложено напряжение и протекает ток, возникают магнитные поля большой интенсивности, а эти поля в свою очередь влияют на создающие их токи. Типичным примером является дроссель магнитного усилителя. Его вольт-амперную характеристику можно определить только при знании закона изменения во времени магнитного потока в его сердечнике. Установление зависимости между напряжениями, токами и магнитными величинами в дросселе представляет главную задачу теории. Как только такая зависимость будет установлена, можно будет связать дроссель с другими элементами электрической цепи и исследовать ее работу в целом. Это даст возможность рассчитывать устройства на заданные значения мощностей, напряжений и токов или на требуемые механические усилия и моменты.

2-2. МАГНИТНОЕ ПОЛЕ

Поле земного магнетизма с древних времен ориентировало моряков в океанах. Первые компасы состояли из куска естественного магнита, укрепленного на поплавке, опущенном в сосуд с водой. Эти компасы с течением времени были усовершенствованы. Современный компас реагирует на направление поля земного магнетизма и указывает его на шкале индикатора с помощью следящей системы.

До сравнительно недавнего времени не предполагали связи между явлениями, вызванными полем земного

магнетизма, и электрическими явлениями, так как последние еще были мало изучены. В начале XIX в. опыты Эрстеда и Ампера показали, что магнитное поле может быть создано током, проходящим через проводник. Было установлено, что магнитная стрелка, помещенная вблизи провода, обтекаемого током (рис. 2-1), стремилась занять относительно этого провода определенное положение. Эта связь магнитного поля и электрического тока стала одним из краеугольных камней электротехники. До этого открытия исследования в области электротехники ограничивались академическими опытами с элементами Вольты, лейденскими банками и электростатическими машинами.

На магнитную стрелку компаса действует на земле механическая сила. Издавна это обычное проявление сил магнитного поля рассматривалось как чисто механическое воздействие, вызванное каким-то таинственным силовым полем, связанным с поверхностью земли. Магнитная стрелка, располагаемая в различных точках поверхности земного шара, всегда принимает фиксированное положение в направлении «север-юг», располагаясь примерно по линиям географической долготы. Эти линии были названы силовыми линиями, и было высказано предположение, что поле земного магнетизма состоит из большого числа таких силовых линий, расположенных на земной поверхности на одинаковом расстоянии друг от друга.

Ориентация магнитной стрелки относительно проводника, обтекаемого током в более поздних экспериментах, может быть лучше всего объяснена, если предположить, что вокруг проводника имеются такие же силовые линии поля. Направление и плотность этих силовых линий можно определить с помощью магнитной стрелки, передвигаемой вокруг проводника с током, если отмечать положение, которое она занимает, и измерять относительную величину механического воздействия, которое она испытывает на различных расстояниях от проводника. Это позволяет начертить семейство силовых линий магнитного поля, образованного провод-



Рис. 2-1. Магнитное поле провода, обтекаемого током.

ником с током, подобно тому, как это было сделано с силовыми линиями поля земного магнетизма. После того как получена картина поля, становится возможным предопределить поведение «единичного магнита» в магнитном поле независимо от источника, создающего это поле, будь то земля или провод с током. Хотя магнитное поле и является следствием какого-либо электрического явления, введение понятия магнитное поле позволяет относительно просто получить многие количественные соотношения; это обусловило его самостоятельное существование, и теперь принято говорить о магнитном поле, не обращаясь к породившей его причине. Такой прием представляет собой удобное техническое упрощение.

Вначале магнитные явления выявлялись лишь по связанным с ними механическим воздействиям. В дальнейшем открытие связи магнитных явлений с электрическими обусловило как проведение исследований, так и применение этих явлений в двух направлениях. Представление о силовых линиях вокруг проводника с током при первых опытах по магнетизму положило начало созданию множества электрических машин, предназначенных для преобразования электрической энергии в механическую и обратно. В настоящий момент электромеханические преобразования энергии осуществляются главным образом с помощью электромагнитных устройств, а немногие электростатические устройства, такие как электростатический вольтметр или емкостный выключатель, представляют собой в лучшем случае интересные исключения. Второе не менее важное направление, по которому шло развитие теории магнитного поля, было связано с преобразованием собственно электрической энергии: трансформацией напряжений и токов без использования механических сил, вызываемых магнитным полем. Типичными примерами этой группы устройств являются электрический трансформатор, катушка зажигания и дроссель магнитного усилителя.

Таким образом, теория магнитного усилителя совсем не затрагивает той части теории магнитного поля, которая имеет дело с его механическим воздействием, а ставит своей задачей установление зависимости между напряжением и током на обмотке дросселя и магнитным полем в его сердечнике. Эта задача заключается

в основном в определении величин токов и напряжений, необходимых для создания требуемого магнитного поля и в определении влияния, которое оказывает изменение этого поля во времени на те самые напряжение и ток, которые вызвали его появление. Эта теория очень близка к качественной теории, описывающей устройства, содержащие два основных элемента, а именно: обмотки и сердечник, например, такие как трансформаторы.

2-3. ОСНОВНЫЕ МАГНИТНЫЕ ВЕЛИЧИНЫ

Основные электрические величины, связанные определенной зависимостью, — это напряжение и ток. Напряжение можно представить как разность потенциалов, устанавливающих градиенты, которые обуславливают движение заряженных частиц. Суммарный заряд таких частиц, перемещающихся в единицу времени, численно определяет ток. В магнитном поле существуют два аналога этим величинам: магнитный потенциал и магнитный поток. Первые опыты Эрстеда показали, что магнитная стрелка, помещенная вблизи провода, испытывала действие механических сил только в том случае, если провод обтекался током. Это свидетельствовало о том, что магнитное поле было следствием, а ток причиной, вызвавшей появление магнитного поля вокруг проводника. Была установлена прямая пропорциональность между электрическим током и магнитным потоком: чем больше ток, тем больше создаваемый им магнитный поток (больше силовых линий охватывает этот ток). Однако были замечены и другие факторы, влияющие на величину потока. Например, если проводник наматывался в виде катушки, силовые линии, сцепленные с каждым витком, складывались друг с другом, создавая более сильное магнитное поле в центре катушки (рис. 2-2). Поскольку здесь каждый виток проволоки на катушке обуславливает какое-то определенное число силовых линий из их общего числа, величины, характеризующие магнитное поле, должны быть пропорциональны произведению тока на число витков.

Намагничивающая сила (н. с.) связана с магнитным потенциалом и равняется произведению тока на число витков и на какой-либо численный коэффициент, определяемый принятой системой единиц. Намагничивающая

сила на единицу длины или напряженность магнитного поля H , возможно, более важная для практики величина; она равна намагничивающей силе, деленной на длину средней линии пути, по которому эта сила действует (в однородной магнитной цепи).

Силовые линии или линии магнитного потока Φ определяют величину, являющуюся качественным аналогом электрического тока; они определяют общий поток в данном поперечном сечении.

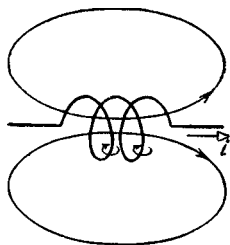


Рис. 2-2. Магнитное поле катушки, обтекаемой током.

Магнитный поток через единицу площади является столь же важной величиной и называется магнитной индукцией B . Линии магнитного потока или силовые линии располагаются в соответствии с определенными правилами. Две силовые линии не могут пересекаться, потому что если предположить обратное, то магнитная стрелка или единственный магнит, помещенный в точку

пересечения силовых линий, должны были бы одновременно отклоняться в двух направлениях. Кроме того, силовая линия должна быть замкнутой аналогично тому, как должна быть замкнутой цепь электрического тока. Если силовые линии сгущаются в данной точке, значит магнитная индукция в этой точке относительно велика, и здесь действие магнитного поля (механическое или электрическое) становится более интенсивным.

Ниже перечисляются основные магнитные величины¹.

Намагничивающая сила (н. с.) F . Разность магнитных потенциалов, равная алгебраической сумме н. с. всех обмоток, находящихся на рассматриваемом сердечнике. Аналогична э. д. с.

Единицы измерения: ампер-виток, гильберт.

Напряженность магнитного поля H . Падение магнитного потенциала на единицу длины аналогично падению электрического потенциала на единицу длины в проводнике.

¹ Более строгие определения магнитных величин см. в сборнике «Терминология теоретической электротехники», АН СССР, 1958, Прим. ред.

Единицы измерения: ампер-виток на метр или на сантиметр и эрстед (гильберты на сантиметр).

Магнитный поток Φ — полное число магнитных силовых линий, проходящих через сечение сердечника.

Единицы измерения: вебер, максвелл.

Магнитная индукция B — плотность магнитного потока, т. е. поток, приходящийся на единичную площадку, расположенную нормально к линиям потока.

Единицы измерения: вебер на квадратный метр или квадратный сантиметр и гаусс.

В количественном выражении:

$$F = i\omega \text{ ампер-витков} = \quad (2-1)$$

$$= 0,4\pi i\omega \text{ гильберт}; \quad (2-2)$$

$$H = \frac{F}{l} = \frac{i\omega}{l}; \quad (2-3)$$

$$\Phi = BS, \quad (2-4)$$

где S — площадь поперечного сечения сердечника;

ω — число витков;

l — средняя длина пути магнитного потока.

Таблица 2-1

Коэффициенты перевода одних магнитных единиц в другие

Исходная единица	Коэффициент перевода	Искомая единица
Поток		
1 мкс	10^{-8}	1 вб
Магнитная индукция		
1 мкс/см ²	1	1 гс
Намагничивающая сила		
1 ае	1,257	1 гб
Напряженность магнитного поля		
1 гб/см	1	1 э
1 а/см	1,257	1 э
1 э	0,796	1 а/см

образом, формально принято считать, что напряжение, ток, сопротивление — величины, характеризующие чисто электрические явления, имеют аналоги в виде н. с., магнитной индукции, проницаемости, описывающими магнитное поле в сердечнике какого-либо электромагнитного устройства. Однако обе эти системы величин взаимно связаны и эта зависимость лежит в основе теории магнитного дросселя.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

ТЕОРИЯ МАГНИТНОГО ДРОССЕЛЯ

3-1. СВЯЗЬ МЕЖДУ ЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ И МАГНИТНЫМИ ВЕЛИЧИНАМИ

Между вольт-амперными характеристиками и характеристиками намагничивания существует более тесная связь, чем просто формальная аналогия. В магнитной цепи электрические и магнитные величины взаимозависимы [Л. 8].

Для того чтобы получить вольт-амперную характеристику какого-либо электромагнитного устройства, необходимо определить изменение напряженности магнитного поля и магнитной индукции в зависимости от времени. При заданном напряжении на зажимах дросселя можно рассчитать магнитные величины, а по ним определить ток на входе. Эти расчеты проводятся по мгновенным значениям электрических и магнитных величин и сопровождаются графическим анализом кривых изменения во времени напряжения, тока, магнитной индукции и напряженности магнитного поля. При изучении магнитных усилителей гармонический анализ является таким же мощным средством, как и при изучении нелинейных цепей с электронными лампами (мультивибраторов, генераторов развертки и др.).

3-2. РАСЧЕТ МАГНИТНОЙ ЦЕПИ

Задача теории магнитных усилителей состоит в том, чтобы вывести и применить сравнительно простые соотношения, связывающие напряжение с потоком и ток с напряженностью магнитного поля. Для электрической

цепи может быть применена следующая символическая запись:

$$U \rightarrow I \rightarrow z. \quad (3-1)$$

Она означает, что величина тока может быть найдена из величины напряжения с помощью оператора полного сопротивления z . Подобным образом для магнитной цепи можно записать:

$$u \rightarrow \Phi, B — \text{закон Фарадея}; \quad (3-2)$$

$$B \rightarrow H — \text{кривая намагничивания сердечника}; \quad (3-3)$$

$$H \rightarrow i — i = f(H). \quad (3-4)$$

Эти три соотношения, используемые в указанной очередности, являются основными при расчете электромагнитных устройств, работающих от источника напряжения. Прежде всего определяют магнитный поток по напряжению с помощью закона Фарадея и магнитную индукцию. Далее из теоретических или опытных кривых намагничивания $B=f(H)$ материала сердечника по значению магнитной индукции определяют напряженность магнитного поля и, наконец, зная напряженность поля, получают ток на входе (ток питания) с помощью простого уравнения, связывающего эти две величины.

Если известен ток на входе, то при определении приложенного напряжения порядок расчета изменяется:

$$i \rightarrow H — H = f(i); \quad (3-5)$$

$$H \rightarrow B — \text{кривая намагничивания материала сердечника}; \quad (3-6)$$

$$B, \Phi \rightarrow u — \text{закон Ленца}. \quad (3-7)$$

Методика расчета остается прежней. Используются те же уравнения, не считая закона Ленца, который может быть истолкован как иная форма записи закона Фарадея. В случае линейной индуктивности ее вольт-амперная характеристика выражается значительно проще. Так, если U и I — соответственно действующие значения синусоидальных напряжения и тока на зажимах катушки индуктивности при установившемся режиме,

В системе СГС приняты следующие единицы измерения: максвелл или линия, гаусс, гильберт и эрстед. Коэффициенты перевода магнитных единиц из одной системы в другую приведены в табл. 2-1.

2-4. СОПРОТИВЛЕНИЕ МАГНИТНОЙ ЦЕПИ

В электрической цепи отношение напряжения к току называется полным сопротивлением или просто сопротивлением. Аналогичное соотношение может быть введено и для магнитной цепи. Магнитное сопротивление определяется как отношение н. с. к потоку, т. е.

$$R_m = \frac{F}{\Phi}, \quad (2-5)$$

где R_m — магнитное сопротивление.

Это сопротивление зависит от геометрии магнитопровода и магнитных характеристик материала сердечника. Оно может быть переписано в виде:

$$R_m = \frac{Hl}{BS}. \quad (2-6)$$

Для изготовления магнитопроводов имеется широкий выбор материалов, с помощью которых можно получить соответствующие электрические характеристики дросселя.

Вводить в расчет величину магнитного сопротивления несколько неудобно, так как оно не дает возможности отделить магнитные свойства сердечника от его геометрии и размеров. В уравнении (2-6) только отношение H/B характеризует свойства материала сердечника.

Если обозначить

$$\frac{B}{H} = \mu, \quad (2-7)$$

то магнитное сопротивление

$$R_m = \frac{l}{\mu S}. \quad (2-8)$$

Величина μ называется магнитной проницаемостью. Она связывает падение магнитного потенциала на еди-

ницу длины с плотностью магнитного потока. Поскольку значение магнитной проницаемости определяется только характеристиками материала сердечника, она является непосредственным критерием магнитных свойств материала. Поэтому при расчетах магнитных цепей сравнительно редко пользуются выражением магнитного сопротивления. Обычно оперируют с величинами B , H и μ .

В системе СГС магнитная проницаемость имеет размерность гаусс/эрстед и для воздуха, вакуума и боль-

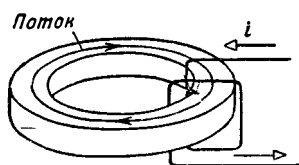


Рис. 2-3. Магнитное поле тороида.

шинства неферромагнитных материалов $\mu=1$. Если в катушку вставить ферромагнитный сердечник, то магнитная индукция может возрасти в несколько сотен тысяч раз по сравнению с индукцией, которая была в катушке без такого сердечника при том же значении тока в катушке. Это объясняется тем, что магнитная проницаемость современных магнитных материалов может быть порядка 10^5 гс/э (рис. 2-3). Последнее говорит о поразительной эффективности специальных материалов для изготовления сердечников и показывает, каким образом удастся получать большие значения магнитной индукции при относительно небольших значениях намагничивающего тока.

Зависимость $B-H$ (кривая намагничивания) важнейших ферромагнитных материалов не является неизменной; она зависит от уровня величин B и H . В большинстве случаев требуется дополнительное графическое построение, чтобы установить связь между магнитной индукцией и напряженностью на основе ранее полученных кривых. На рис. 2-4 показана кривая намагничивания для образца из трансформаторной стали. Таким

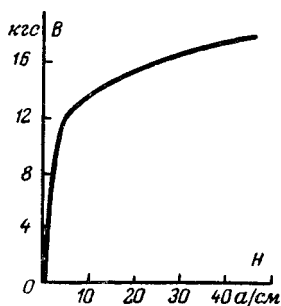


Рис. 2-4. Типичная кривая намагничивания (зависимость $B-H$) трансформаторной стали.

то между комплексными током и напряжением существует соотношение

$$\dot{U} = j\omega LI, \quad (3-8)$$

где ω — угловая частота, рад/сек;

L — параметр, характеризующий катушку индуктивности и называемый индуктивностью;

j — оператор, отображающий сдвиг по фазе на 90° между током и напряжением [Л. 9]. Строгое понятие индуктивности может быть получено из уравнений (3-2) — (3-4), но его нельзя успешно применить для рассмотрения магнитных усилителей, так как применение этого параметра предполагает, что материал сердечника имеет линейные магнитные характеристики и, следовательно, постоянную магнитную проницаемость

$$\mu = \frac{B}{H} = \text{const.} \quad (3-9)$$

Поскольку материалы для сердечников магнитного усилителя характеризуются резко нелинейными кривыми намагничивания, дроссель магнитного усилителя должен рассчитываться по уравнениям (3-2) — (3-7).

Для определения вольт-амперной характеристики дросселя магнитного усилителя требуются только три основных соотношения:

1. Уравнение, связывающее напряжение на зажимах катушки с потоком сердечника.

2. Уравнение, связывающее ток катушки с напряженностью магнитного поля в сердечнике.

3. Теоретическая или опытная зависимость между магнитной индукцией B и напряженностью магнитного поля H материала сердечника.

Два первых уравнения являются основными в теории магнитных цепей. Третья зависимость характеризует магнитные свойства различных материалов сердечников. При помощи этих соотношений дроссель магнитного усилителя независимо от типа магнитного усилителя рассчитывается графоаналитическим методом.

3-3. ЗАКОН ФАРАДЕЯ: НАПРЯЖЕНИЕ И ПОТОК

Напряжение и поток связаны между собой интегро-дифференциальными уравнениями, которые могут иметь различный вид. Первое из этих уравнений связы-

вает поток с интегралом напряжения по времени и имеет следующий физический смысл: если в течение какого-то промежутка времени на катушку подается напряжение, то по истечении этого времени магнитный поток в сердечнике изменится по сравнению со своим первоначальным значением на величину, пропорциональную площади, ограниченной кривой этого напряжения и осью времени. Этот закон обычно называется законом Фарадея. В простейшем виде он записывается:

$$\Phi\omega = 10^8 \int u dt, \quad (3-10)$$

где ω — число витков; Φ — поток, *мкс*; u — напряжение на катушке, *в*. Это соотношение гласит: значение потока в любой момент времени определяется величиной соответствующего интеграла от напряжения по времени (вольт-секундного интеграла).

Из уравнения (3-10) очевидно, что площадь, образованная кривой напряжения с осью абсцисс и выраженная в вольт-секундах, равна потокоцеплению (числу витков, умноженных на сцепленный с ними магнитный поток), выраженному в вебер-витках. Очень удобно представить выражение (3-10) в виде определенного интеграла

$$\omega \Delta\Phi = 10^8 \int_{t_1}^{t_2} u dt, \quad (3-11)$$

связывающего приращение потокоцепления за промежуток времени $t_2 - t_1$ с вольт-секундной площадью за этот же интервал.

Уравнение (3-11) выполняется строго при условии, что рассматривается та кривая напряжения, которая непосредственно связана с изменением потока в сердечнике. Действительно напряжение на катушке можно представить в виде суммы нескольких составляющих. Одна соответствует изменению потока рассеяния, другая — падению напряжения на активном сопротивлении катушки и только оставшаяся часть приложенного напряжения соответствует изменению основного потока сердечника. Математически это выражается уравнением

$$u = iR + u_s + u_\Phi, \quad (3-12)$$

где iR — мгновенное значение падения напряжения на активном сопротивлении;

u_s — напряжение, соответствующее изменению потока рассеяния;

u_Φ — напряжение, соответствующее изменению основного — рабочего потока.

При проектировании дросселя магнитного усилителя всегда стремятся уменьшить активное сопротивление его обмотки, используя надлежащим образом площадь обмоточного «окна» сердечника, а в самом сердечнике — свести к минимуму поток рассеяния. При этом членами iR и u_s в уравнении (3-12) часто можно прене-

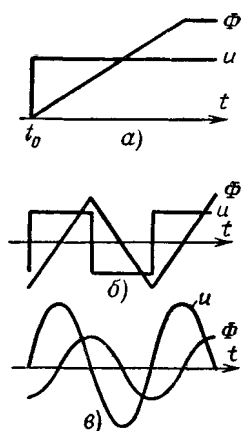


Рис. 3-1. Типичные кривые напряжения и потока в зависимости от времени.

a — скачок постоянного напряжения; $б$ — кривая напряжения прямоугольной формы; $в$ — синусоидальное напряжение.

бречь и считать, что практически все приложенное напряжение «тратится» на изменение рабочего потока в сердечнике. Если поместить на сердечник измерительную катушку с тем же числом витков, что и у основной намагничивающей катушки, и замкнуть ее на очень большое сопротивление, то напряжение на измерительной катушке будет зависеть только от рабочего потока и будет в точности равно u_Φ , так как падения напряжения иного вида будут отсутствовать.

На рис. 3-1 показаны типичные кривые изменения потока во времени при разных формах кривой напряжения питания. Скачок постоянного напряжения создает в сердечнике поток, возрастающий вначале линейно до некоторого значения, после чего наступает насыщение. Если кривая напряжения будет иметь прямоугольную форму, то кривая потока будет треугольной с периодом, соответствующим частоте напряжения питания, и сдвинутой по отношению к кривой напряжения на определенный угол. Наконец, если напряжение представляет собой синусоиду, то поток будет изменяться по косинусоиде и будет отставать от напряжения на 90° . Ниже будет показано, что это отставание, вытекающее

из закона Фарадея, является причиной сдвига по фазе между током и напряжением в линейной индуктивности [Л. 9].

В общем выражении закона Фарадея согласно уравнению (3-10) напряжение является независимой переменной, а поток зависимой. Такой вид выражения необходим, когда известно напряжение на дросселе магнитного усилителя и требуется определить ток, пользуясь уравнениями (3-2) — (3-4). Однако, если задается ток и требуется найти напряжение, то согласно уравнению (3-7) напряжения становятся зависимой переменной, а поток и магнитная индукция — независимыми переменными. Дифференцирование уравнения (3-10) дает иную форму записи закона Фарадея. Она обычно называется законом Ленца и выражается уравнением

$$u = w \frac{d\Phi}{dt} 10^{-8}. \quad (3-13)$$

Это известное выражение закона электромагнитной индукции, связывающее скорость изменения магнитного потока и величину индуцированного на зажимах катушки напряжения. В этом выражении размерность напряжения — вольты, скорости изменения потока — вебер в секунду. Множитель 10^{-8} позволяет применять более удобные единицы для измерения потока — линии или максвеллы.

Таким образом, как закон Фарадея, так и закон Ленца оба выражают одну и ту же основную зависимость между напряжением и потокоцеплением. Оба закона справедливы для любого магнитного устройства, включающего дроссель магнитного усилителя, при условии, что в качестве напряжения будет рассматриваться член u_Φ выражения (3-12). Оба закона в одинаковой степени правильны независимо от материала сердечника и его характеристик и представляют собой основные уравнения для анализа магнитных усилителей.

3-4. ТОК И НАПРЯЖЕННОСТЬ МАГНИТНОГО ПОЛЯ

Второе основное уравнение магнитной цепи связывает ток i с напряженностью магнитного поля H . Уравнения (3-4) и (3-5) показывают, что переход от i к H , и наоборот, одна из операций, необходимых для определения вольт-амперной характеристики дросселя магнитного усилителя.

Это уравнение — простое алгебраическое выражение, применяемое при определении напряженности и намагничивающей силы. Из уравнений (2-2) и (2-3) получим:

$$H = \frac{0,4\pi i \omega}{l} \quad (3-14)$$

и

$$i = \frac{Hl}{0,4\pi \omega}. \quad (3-15)$$

Величины, входящие в это выражение, измеряются соответственно в амперах, сантиметрах и эрстедах. Средняя длина магнитного пути l для тороидального сердечника равна πd , где d — средний диаметр тороида; в сердечниках, набранных из пластин, средняя длина определяется заданной геометрией сердечника.

Уравнения (3-14) и (3-15) справедливы как для переходных (мгновенных), так и для установившихся значений величин. Это означает, что если дроссель магнитного усилителя питается от источника синусоидального тока, имеющего большое сопротивление, то кривая напряженности в функции времени будет также синусоидальной, совпадающей по фазе с кривой тока. Аналогично, если кривая напряженности будет иметь прямоугольную форму, то ток, протекающий в обмотке дросселя, будет также иметь прямоугольную форму.

Уравнения (3-11), (3-13) — (3-15) дают все количественные соотношения для связи магнитных величин в сердечнике с электрическими величинами на зажимах катушки. Если к этим соотношениям добавить расчетные или опытные кривые намагничивания, то для любого дросселя можно будет определять ток по напряжению, и наоборот, независимо от материала сердечника. Если электрические характеристики дросселя магнитного усилителя будут известны, то его можно будет комбинировать с другими электрическими элементами и создавать сложные схемы, электрические характеристики которых могут быть достаточно точно рассчитаны и проанализированы.

3-5. ЧАСТНЫЙ СЛУЧАЙ ЛИНЕЙНОЙ ИНДУКТИВНОСТИ

Понятие индуктивности удобно для описания характеристик магнитного дросселя, имеющего сердечник с постоянной магнитной проницаемостью. Применение

этого понятия к другим дросселям должно быть строго ограничено, так как катушки с сердечниками из специальных магнитных материалов имеют характеристики, совершенно отличные от характеристик линейной индуктивности, и поэтому должны описываться совершенно иными количественными соотношениями. По этой причине и необходим подробный расчет дросселя магнитного усилителя согласно уравнениям (3-2) — (3-7).

Основные характеристики линейной индуктивности следующие:

1. Если напряжение на катушке синусоидально, то ток в ней также синусоидален и отстает по фазе от напряжения на угол в пределах от 90 до 0° в зависимости от величины активного сопротивления катушки.

2. Ток, вызванный скачком напряжения, изменяется по экспоненте с постоянной времени, равной $\frac{L}{R}$.

3. Полное сопротивление катушки постоянно. Увеличение напряжения питания вызывает пропорциональное увеличение тока в катушке.

4. Переходный ток, вызванный скачком напряжения, изменяется по экспоненте.

Расчет с помощью уравнений (3-2) — (3-7) может быть с одинаковым успехом применен к линейной индуктивности и дросселю магнитного усилителя. С помощью этих уравнений можно получить вольт-амперную характеристику линейной индуктивности, во-первых, для иллюстрации метода, а во-вторых, для сравнения с дросселем магнитного усилителя. Если напряжение на линейной индуктивности

$$u = U_m \sin \omega t, \quad (3-16)$$

то поток в сердечнике в установившемся режиме определится по закону Фарадея из уравнения (3-10):

$$\Phi = \frac{10^8 U_m}{\omega} \int \sin \omega t \, dt = -\frac{10^8 U_m}{\omega \omega} \cos \omega t \quad (3-18)$$

и магнитная индукция

$$B = -\frac{10^8 U_m}{\omega \omega S} \cos \omega t. \quad (3-19)$$

Соответствующие кривые показаны на рис. 3-2.

По определению линейной индуктивности ее сердечник характеризуется постоянным значением отношения B/H , т. е. постоянной магнитной проницаемостью. Поскольку магнитная индукция B известна, напряженность H можно определить графически или аналитически. Таким образом,

$$H = \frac{B}{\mu} = -\frac{10^8 U_m}{\omega S \mu \omega} \cos \omega t. \quad (3-20)$$

На рис. 3-2 показано построение кривой напряженности $H(t)$ при заданной кривой магнитной индукции B . По-

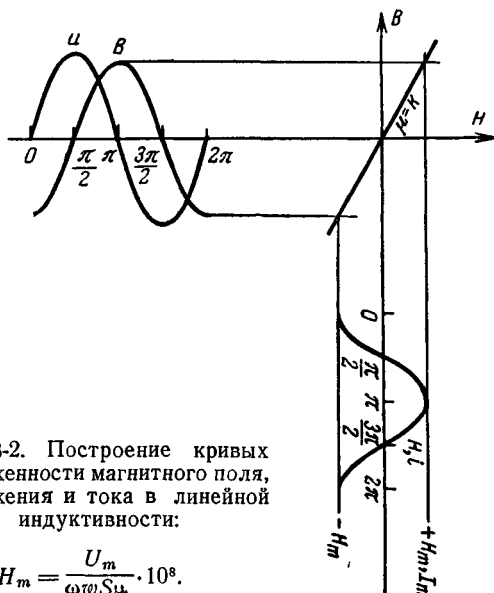


Рис. 3-2. Построение кривых напряженности магнитного поля, напряжения и тока в линейной индуктивности:

$$H_m = \frac{U_m}{\omega \omega S \mu} \cdot 10^8.$$

скольку для линейной индуктивности зависимость $B = f(H)$ представляет прямую, кривая $H(t)$ также получается косинусоидальной и в фазе с кривой магнитной индукции, что находится в соответствии с уравнением (3-20). Из уравнения (3-15) ток

$$i = -\frac{10^8 U_m l}{0,4 \pi \omega^2 S \mu \omega} \cos \omega t. \quad (3-21)$$

Это уравнение показывает, что ток изменяется по синусоидальному закону, что он отстает от напряжения на

90° (активным сопротивлением катушки пренебрегаем) и что его амплитудное или действующее значение пропорционально амплитуде напряжения. Введем понятие полного и индуктивного сопротивлений при помощи соотношений

$$\frac{\dot{U}}{i} = Z_L = j\omega L; \quad (3-22)$$

$$Z_L = \frac{U_m \cdot 0,4\pi\omega^2 S\mu\omega}{U_m l \cdot 10^8} = \quad (3-23)$$

$$= \omega \frac{1,256\omega^2 S\mu}{l} 10^{-8}. \quad (3-24)$$

Коэффициент при угловой частоте ω в уравнении (3-24) представляет собой индуктивность

$$L = \frac{1,256\omega^2 S\mu}{l} 10^{-8}, \quad (3-25)$$

где L , гн; S , см²; l , см.

Подобным образом из закона Фарадея может быть получен переходный ток, вызванный скачком напряжения на катушке с постоянной магнитной проницаемостью. Если это напряжение U появляется на катушке в момент времени t_0 , то выражение для потока по закону Фарадея, если пренебречь активным сопротивлением цепи, определится как

$$Ut = \omega\Phi = \omega S \cdot B \cdot 10^{-8}. \quad (3-26)$$

Поскольку магнитная проницаемость постоянна, то

$$Ut = \omega S\mu H \cdot 10^{-8} = \quad (3-27)$$

$$= \frac{0,4\pi\omega^2 S\mu \cdot 10^{-8}}{l} i = Li, \quad (3-28)$$

где i — мгновенное значение тока в цепи. Множитель перед током представляет собой прежнее выражение для индуктивности, поэтому уравнение (3-28) может быть переписано в виде

$$u = L \frac{i}{t}, \quad (3-29)$$

являющимся частным случаем более общего выражения

$$u = L \frac{di}{dt}. \quad (3-30)$$

Если цепь обладает достаточно большим активным сопротивлением R , то ток быстро достигает установившегося значения, и изменение свободной составляющей тока будет происходить по экспоненте с начальной скоростью, равной U/L . Полный переходный ток

$$i = \frac{U}{R} \left(1 - e^{-\frac{R}{L}t} \right). \quad (3-31)$$

Начальная скорость нарастания тока определяется индуктивностью и равна также U/L . Активное сопротивление

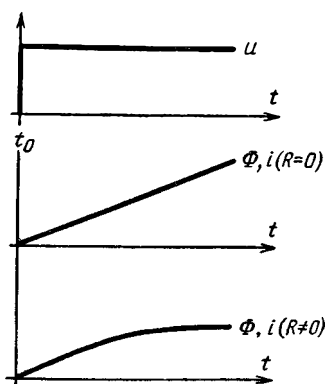


Рис. 3-3. Кривые магнитного потока и тока в линейной индуктивности в зависимости от времени при скачке напряжения.

цепи определяет значение установившегося тока, равное U/R . Кривые потока и тока в катушке в зависимости от времени при скачке напряжения на ее зажимах даны на рис. 3-3.

Приведенные рассуждения показывают, что понятие индуктивности и комплексный метод, введенный применительно к синусоидальным величинам при установившемся режиме, являются лишь частью общего аналитического метода, представленного символически уравнениями (3-2) — (3-7). Понятие постоянной индуктивности и комплекс-

ный метод применимы только для катушек, имеющих сердечники с постоянной магнитной проницаемостью. Такой тип сердечника редко применяется для дросселей магнитных усилителей. Поэтому дроссель магнитного усилителя не может рассматриваться на основе понятия индуктивности, как это делалось в начальный период развития техники магнитных усилителей. Здесь следует применить описанную выше общую методику [уравнения (3-2) — (3-7)] и определять

магнитные величины через заданные электрические, а затем по полученным магнитным величинам определять необходимые электрические. Как будет показано в следующем параграфе, характеристики дросселя магнитного усилителя при питании его от какого-либо источника напряжения будут в корне отличаться от характеристик линейной индуктивности.

3-6. ДРОССЕЛЬ МАГНИТНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Основной элемент магнитного усилителя — дроссель, состоящий из одной или нескольких обмоток, намотанных на сердечник из специального ферромагнитного сплава. Кривая намагничивания $B=f(H)$ такого сердечника резко отлична от кривой намагничивания сердечника линейной индуктивности с постоянной магнитной проницаемостью. На рис. 3-4 показана идеализированная кривая намагничивания сердечников магнитных усилителей. Если питать обмотку дросселя от источника напряжения или от источника тока, то зависимость между магнитной индукцией B и напряженностью поля H будет соответствовать данной прямоугольной петле. При питании обмотки дросселя с подобным сердечником от источника синусоидального напряжения ток может быть определен тем же самым методом, что и для случая линейной индуктивности.

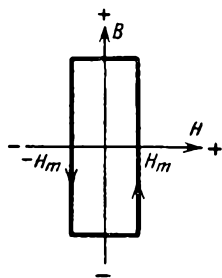


Рис. 3-4. Идеализированная зависимость $B(H)$ для сердечников магнитных усилителей.

Напряжение на дросселе и обусловленные им приращения магнитного потока и магнитной индукции в сердечнике связаны той же зависимостью, что и в случае линейной индуктивности, так как в соответствии с законом Фарадея поток определяется исключительно величиной напряжения на дросселе независимо от характеристик сердечника. Таким образом, здесь также справедливы уравнения

$$u = U_m \sin \omega t; \quad (3-16)$$

$$\Phi = -\frac{10^8 U_m}{\omega \omega} \cos \omega t; \quad (3-18)$$

$$B = -\frac{10^8 U_m}{\omega \omega S} \cos \omega t. \quad (3-19)$$

Для определения напряженности H здесь необходимо применять графические построения, так как зависимость $B(H)$ трудно выразить простым уравнением и найти H аналитическим путем. На рис. 3-5 показан графический метод определения напряженности H , аналогичный примененному при определении тока в случае линейной индуктивности (рис. 3-2). При синусоидальной кривой магнитной индукции и прямоугольной петле гистерезиса кривая напряженности H будет иметь прямоугольную форму с максимальным значением, равным ширине петли H_m .

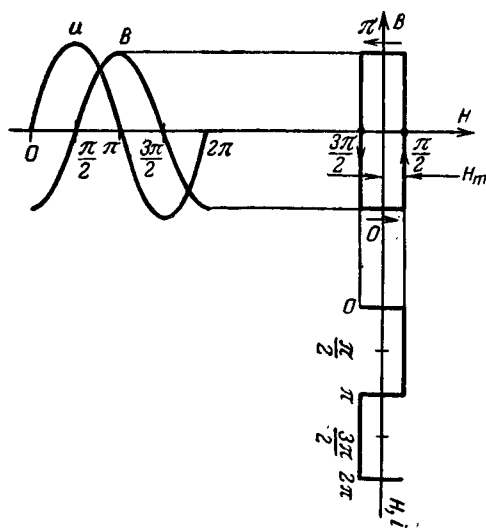


Рис. 3-5. Графический метод определения напряженности H для дросселя магнитного усилителя.

Кривая тока дросселя также имеет прямоугольную форму с максимальным значением

$$I_m = \frac{H_m l}{0,4\pi w} . \quad (3-32)$$

Из построения видно, что форма и амплитуда кривой тока определяются исключительно характеристикой сердечника, а изменения напряжения и потока определяют только ее период и фазовый сдвиг. Реальные петли гистерезиса отличаются от петли, показанной на рис. 3-4, и для каждой из них получается соответствующая фор-

ма кривой намагничивающего тока, отличная от показанной на рис. 3-5.

Реакция дросселя магнитного усилителя на скачок напряжения определяется таким же образом, как и в случае линейной индуктивности.

Если в момент t_0 к обмотке дросселя прикладывается напряжение U , то поток и индукция начинают возрастать с постоянной скоростью согласно уравнениям

$$Ut = \omega SB \cdot 10^{-8}; \quad (3-26)$$

$$\Phi = \frac{Ut}{\omega S} \cdot 10^{-8}. \quad (3-33)$$

Если состояние сердечника в начале переходного процесса соответствует нижней части петли гистерезиса на

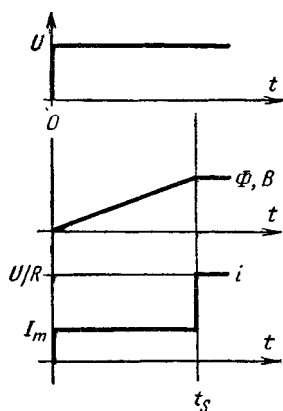


рис. 3-4, то затем под влиянием приложенного напряжения поток начинает возрастать, причем рабочая точка перемещается по петле гистерезиса сначала вправо, а затем вверх по правой стороне петли. Сдвиг рабочей точки вправо происходит мгновенно, и в момент времени t_0 напряженность магнитного поля H достигает своего предельного значения. Таким образом, ток дросселя будет таким же, как и при питании от синусоидального напряжения

$$I_m = \frac{H_m l}{0,4\pi\omega}. \quad (3-32)$$

Рис. 3-6. Кривые магнитного потока и тока дросселя магнитного усилителя при скачке напряжения на его зажимах.

Это значение тока не изменится до тех пор, пока поток не перестанет увеличиваться. Когда индукция достигнет своего предельного значения

наверху петли, она в дальнейшем не будет ни увеличиваться, ни изменять знака, поскольку полярность напряжения на дросселе не изменяется. В этот момент t_s происходит насыщение, так как поток достигает своей предельной величины,

определяемой свойствами материала сердечника. Так как скорость изменения магнитной индукции становится равной нулю, то согласно закону Ленца — уравнение (3-13) — падение напряжения на дросселе также становится равным нулю, при этом величина тока будет определяться сопротивлением цепи постоянному току R . Соответствующие кривые напряжения, потока и тока показаны на рис. 3-6.

3.7. СРАВНЕНИЕ ЛИНЕЙНОЙ ИНДУКТИВНОСТИ И ДРОССЕЛЯ МАГНИТНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Дроссель, характеризуемый зависимостями, изображенными на рис. 3-5, не может рассматриваться как индуктивность по следующим причинам:

1. Намагничивающий ток совпадает по фазе с синусоидальным напряжением питания, а не отстает от него на 90° , как в линейной индуктивности.

2. Кривая намагничивающего тока имеет форму, скорее близкую к прямоугольной, чем к синусоидальной.

3. Между напряжением и током не существует линейной зависимости, так как максимальное значение тока определяется напряженностью H_m , а не напряжением.

4. Переходный ток, вызванный скачком питающего напряжения, изменяется не по экспоненте.

Эти основные отличительные особенности не позволяют рассматривать дроссель магнитного усилителя как частный случай индуктивности. Дросселю присущи совершенно специфические характеристики, которые и обеспечили магнитным усилителям их современный уровень развития. Перечисленные особенности дросселя показывают преимущества общего аналитического метода расчета по уравнениям (3-2) — (3-7) и устанавливают пути анализа более сложных схем магнитных усилителей.

Кроме перечисленных, имеются и другие особенности дросселя магнитного усилителя. Таким образом, понятия теории реактивных линейных цепей следует применять к расчету дросселя с большой осторожностью. Например, обычные понятия и явления линейных цепей, как постоянная времени, резонанс в цепи, содержащей

индуктивность и емкость, экспоненциальный закон изменения тока при скачке питающего напряжения, неприменимы к такому дросселю, и для него должны быть получены свои соответствующие выражения.

3-8. КОЛИЧЕСТВО ВОЛЬТ-СЕКУНД В ПОЛУПЕРИОДЕ НАПРЯЖЕНИЯ ПИТАНИЯ

Большинство магнитных усилителей питается от источника синусоидального напряжения с малым внутренним сопротивлением. При этом в течение какой-то части периода это напряжение прикладывается к дросселю. Согласно закону Фарадея приращение потока пропорционально площади, ограничиваемой кривой напряжения на дросселе и осью времени. Количество «вольт-секунд», заключенных в каждом полупериоде синусоиды напряжения питания, равно:

$$A = \int_{t_0}^{t_{\pi}} u dt = - \int_{t_{\pi}}^{t_{2\pi}} u dt = \quad (3-34)$$

$$= U_m \int_0^{\frac{\pi}{\omega}} \sin \omega t dt = \quad (3-35)$$

$$= \frac{2U_m}{\omega} = 0,450 \frac{U_{\text{действ}}}{f}. \quad (3-36)$$

Как уже упоминалось, в течение части полупериода к обмотке дросселя магнитного усилителя приложено напряжение питания. На рис. 3-7 показан соответствующий сегмент $0-\theta_S$ для случая синусоидального напряжения

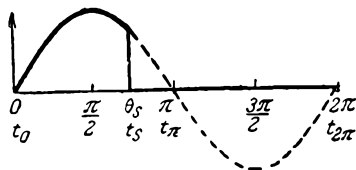


Рис. 3-7. Сегмент $0-\theta_S$ вольт-секундной площади напряжения питания.

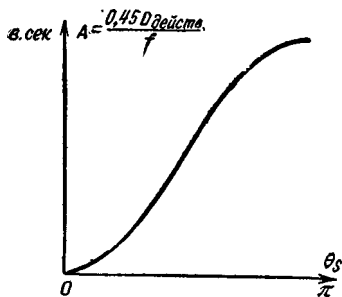


Рис. 3-8. Зависимость вольт-секундной площади от угла насыщения θ_S .

питания; его вольт-секундная площадь может быть выражена в зависимости от угла насыщения θ_s следующим образом:

$$A = \int_{t_0}^{t_s} U_m \sin \omega t \, dt = \quad (3-37)$$

$$= \frac{U_m}{\omega} (1 - \cos \theta_s) \quad 0 < \theta_s < \pi \quad (3-38)$$

$$= 0,225 \frac{U_{\text{действ}}}{f} (1 - \cos \theta_s). \quad (3-39)$$

Эта зависимость построена на рис. 3-8. Предельное значение площади при $\theta_s = \pi$ было получено раньше и составляло $0,450 \frac{U_{\text{действ}}}{f}$.

В схемах магнитных усилителей встречаются и другие формы кривых питающего напряжения, отличающиеся от рассмотренных двух основных форм. Однако независимо от формы кривой интеграл от напряжения в заданном интервале всегда определяет изменение потока в сердечнике.

3-9. УРАВНЕНИЕ ТРАНСФОРМАТОРА

Уравнение (3-36) определяет приращение потоко-сцепления, выраженного в вебер-витках, за полупериод ($0-180^\circ$) синусоидального напряжения питания. Напряжение подобной формы вызывает в линейной индуктивности и в дросселе магнитного усилителя одно и то же приращение потоко-сцепления. Таким образом, в течение положительного полупериода вольт-секундная площадь кривой напряжения, приходящаяся на дроссель, будет также положительной, следовательно, и приращение индукции будет положительным. На рис. 3-9 показаны кривые напряжения питания и индукции за полный период частоты питания. Напряжение изменяется синусоидально в пределах $+U_m$ и $-U_m$, а магнитная индукция изменяется синусоидально в пределах $+B_m$ и $-B_m$.

Зависимость между магнитной индукцией и напряжением при синусоидальном напряжении питания выражается так называемым уравнением трансформатора и

Одинаково применима как при расчете трансформатора, так и магнитного усилителя. Это уравнение связывает действующее значение напряжения с максимальным значением магнитной индукции B_m и позволяет при проектировании определять число витков обмотки, сечение, длину магнитопровода и частоту. Следует помнить, что соотношение между напряжением и потоком не зависит от материала сердечника, поэтому уравнение трансформатора справедливо для всех случаев, если сердечник не достигает насыщения.

Уравнение трансформатора может быть получено из уравнения (3-36), определяющего вольт-секундную площадь полупериода кривой напряжения питания. Как показано на рис. 3-9, приращение магнитной индукции за положительный полупериод равно $2B_m$, а приращение потока — $2B_m S$. Это приращение потока должно быть пропорционально количеству вольт-секунд напряжения питания в этом интервале. Приравнявая оба выражения, получаем:

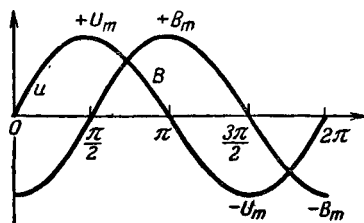


Рис. 3-9. Кривые напряжения и магнитной индукции при питании дросселя от источника синусоидального напряжения.

$$A = \omega \Delta \Phi; \quad (3-40)$$

$$\frac{0,450}{f} U_{\text{действ}} = 2\omega B_m S \cdot 10^{-8}; \quad (3-41)$$

$$U_{\text{действ}} = 4,44 \omega S f B_m \cdot 10^{-8}. \quad (3-42)$$

Это известное уравнение и названо уравнением трансформатора. Оно связывает действующее значение напряжения с максимальным значением магнитной индукции в сердечнике при заданных частоте, геометрии сердечника и числе витков катушки. Большинство ферромагнитных материалов сердечников насыщается, т. е. достигает такого состояния, когда значение магнитной индукции уже не может увеличиваться без увеличения намагничивающего тока сверх допустимых пределов. С помощью уравнения трансформатора напряжение пи-

тания дросселя катушки может быть выбрано таким, чтобы максимальное значение магнитной индукции B_m было меньше индукции насыщения. Обычно трансформаторы рассчитываются так, чтобы при данном первичном напряжении значение индукции B_m было достаточно ниже области насыщения, в то время как номинальные данные обмотки дросселя магнитного усилителя определяются параметрами всей схемы усилителя.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

ИЗГОТОВЛЕНИЕ ДРОССЕЛЕЙ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

4-1. ТИПЫ ДРОССЕЛЕЙ

Дроссель — сердце магнитного усилителя, может быть изготовлен различными способами. Каждый способ обеспечивает свойственные ему магнитные характеристики дросселя и определяет форму, простоту выполнения, надежность в работе, размеры и вес дросселя при заданных номинальных напряжении, токе и частоте. Тип применяемого сердечника в свою очередь определяет способ производства. Материалы сердечников магнитных усилителей имеют особые магнитные характеристики и для того, чтобы в полной мере их использовать и возможно улучшить, были разработаны особые формы сердечников. Таким образом, от выбора сердечника зависят магнитные свойства дросселя, способ его намотки и все другие технические характеристики.

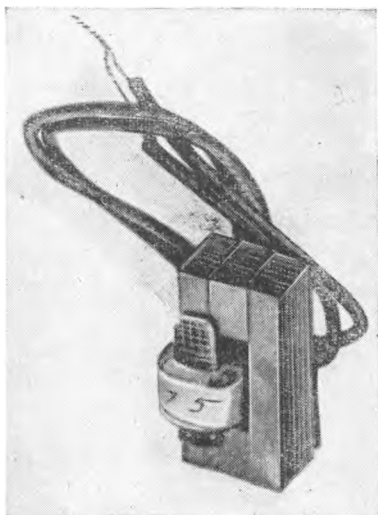


Рис. 4-1. Дроссель магнитного усилителя с сердечником, собранным из отдельных тонких пластин.

Развитие дросселей современных магнитных

усилителей от первых дросселей насыщения и сходство с практикой изготовления стандартных трансформаторов определили первоначальный тип дросселей. Как и трансформаторы, дроссели изготавливались с сердечником, собранным из отдельных пластин (рис. 4-1). Производство таких дросселей сравнительно простое. Однако при этом нельзя полностью использовать специфические свойства материала сердечника. Этот недостаток устраняется в тороидальном сердечнике, который хотя и более труден в производстве имеет очень хорошие магнитные характеристики. Это и является основной причиной того, что в большинстве типов магнитных усилителей теперь применяются тороидальные дроссели (рис. 4-2).

4-2. ДРОССЕЛЬ С СЕРДЕЧНИКОМ ИЗ ПЛАСТИН

Для сердечников высококачественных магнитных усилителей применяются специальные материалы в виде штампованных прямоугольных пластин различной толщины. Пластины тоньше 0,05 см трудно штамповать, и

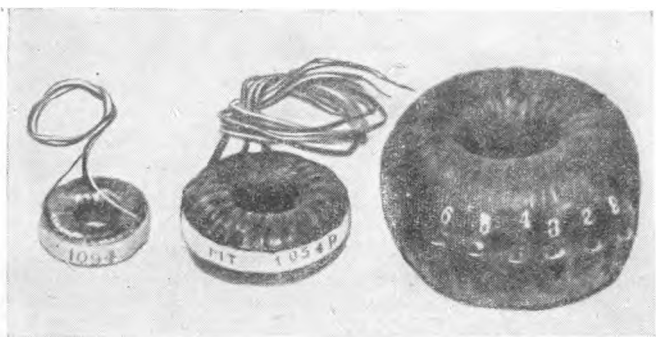


Рис. 4-2. Тороидальные дроссели.

поэтому они практически не изготавливаются. Сердечники дросселей собираются определенным образом из таких пластин. Количество пластин определяется необходимой площадью сечения сердечника, которая входит в уравнение трансформатора.

Типичная пластина для сердечников магнитных усилителей и собранный из пластин сердечник показаны

на рис. 4-3. Сечение сердечника прямоугольное. Для уменьшения эквивалентного воздушного зазора, ухудшающего магнитные характеристики сердечника по сравнению с характеристиками материала, пластины собираются в перекрышку. Поскольку отдельные пластины не имеют между собой идеального контакта, активная в магнитном отношении площадь сечения сердечника меньше его геометрической площади. Коэффициент заполнения сталью определяется следующим образом:

$$k_{з.с} = \frac{S}{S_r}, \quad (4-1)$$

где S — активная площадь поперечного сечения; S_r — геометрическая площадь. Коэффициент заполнения уменьшается с уменьшением толщины пластин, величина его лежит в пределах 0,60—0,96 для большинства материалов и пластин.

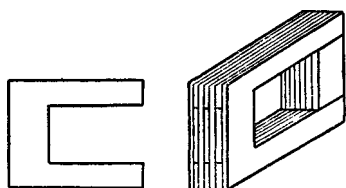


Рис. 4-3. Отдельная пластина и собранный из пластин сердечник.

Длина магнитного пути l , необходимая для подсчета напряженности поля H , определяется по среднему геометрическому пути. Точное значение l не может быть опреде-

лено, так как для этого требуется знать точно распределение индукции по сечению сердечника, особенно в углах.

Дроссели с такими сердечниками могут изготавливаться теми же способами, что и трансформаторы [Л. 10, 11]. Катушка наматывается на картонную или пластмассовую трубку или каркас, который плотно охватывает один из стержней сердечника. Намотка катушек производится на универсальной высокопроизводительной обмоточной машине (рис. 4-4), допускающей одновременную намотку до 20 катушек. Обмоточный провод накладывается последовательно, виток к витку, так, чтобы никаких два витка не пересекали друг друга. Каждый слой обмотки покрывается изоляцией, на которую затем накладывается следующий слой. Этот способ намотки снижает вероятность электрического пробоя и увеличивает надежность в работе, так как напряжение между

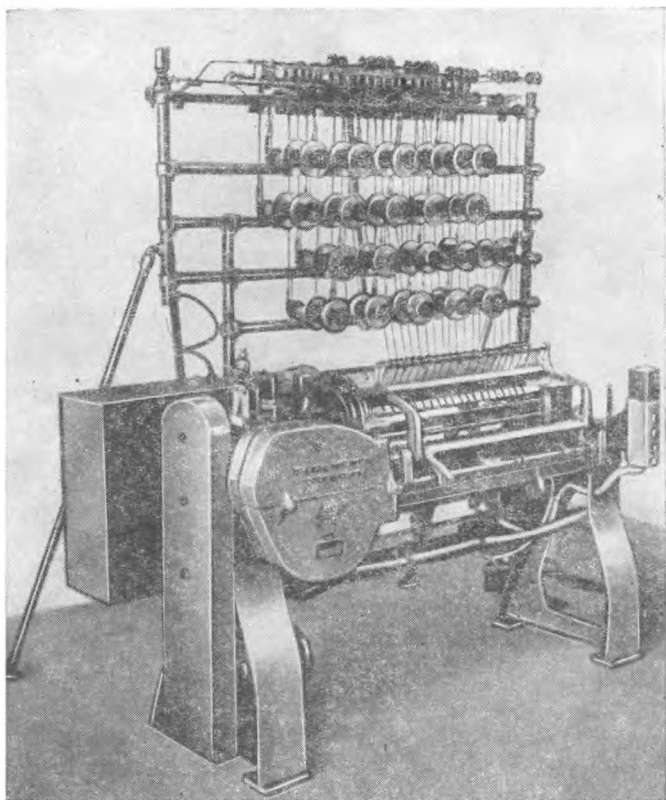


Рис. 4-4. Станок для одновременной намотки нескольких катушек.

двумя соседними витками получается незначительным. Каждая из обмоток дросселя может состоять из нескольких слоев; сечение провода обмоток может быть различным. Концы обмотки оканчиваются выводными проводниками с цветной маркировкой или припаиваются к выводным лепесткам, прикрепленным под последним слоем изоляционного покрытия. Поперечный разрез обычного дросселя показан на рис. 4-5.

После того как изготовление обмотки полностью закончено, производится сборка сердечника из пластин. Пластины вставляются в каркас поочередно с разных сторон каркаса. Последнее необходимо, чтобы получить

замкнутый магнитопровод: магнитный поток из концов стержней пластины переходит в поперечную часть соседней U-образной пластины. Сборка сердечника должна производиться очень тщательно, так как изгиб, смятие и другие виды механических воздействий изменяют магнитные свойства пластин. Количество пластин определяется требуемой площадью сечения сердечника S .

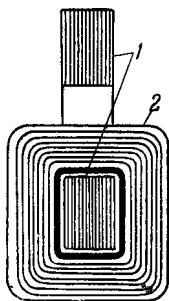


Рис. 4-5. Поперечный разрез дросселя с сердечником, собранным из отдельных пластин.
1—сердечник; 2—чередующиеся слои обмоточного провода и изоляционной бумаги или ленты.

Для рассматриваемого типа сердечника характерно, что окончательная доводка его может производиться добавлением или удалением одной или нескольких пластин.

Собранный сердечник и катушка подвергаются затем специальной обработке с целью защиты от влажности и других влияний окружающей среды. Примером обычной обработки может служить цикл нагрева для удаления влаги с последующей пропиткой изоляционным лаком в вакууме. Пропитка лаком и затем просушка в определенной мере герметизируют катушку и скрепляют вместе пластины сердечника. Для дополнительной защиты и обеспечения устойчивости магнитных свойств дроссели покрывают синтетическими смолами или заключают в герметический металлический кожух.

Дроссель такого типа имеет специальные физические и магнитные характеристики, определяющие пределы его применимости в магнитных усилителях. Основные особенности его изготовления и его самого следующие:

1. При описанном способе намотки дроссели весьма надежны и особенно целесообразны для магнитных усилителей, работающих при высоких напряжениях.

2. Производство таких дросселей отличается большой производительностью, а стоимость дросселя относительно невелика.

3. Подгонка комплекта из двух или четырех дросселей может быть осуществлена добавлением или удалением одной или нескольких пластин сердечника.

4. Сборка сердечника из пластин должна производиться квалифицированным персоналом, так как мате-

риал сердечника очень чувствителен к механическим воздействиям.

5. Остаточный воздушный зазор сравнительно велик, что ухудшает магнитные характеристики сердечника в целом по сравнению с характеристиками отдельных пластин и собственно материала сердечника.

Учитывая эти особенности дросселя, его целесообразно применять для схем магнитных усилителей с относительно высоким напряжением, для каскадов с большой мощностью выхода и во всех тех случаях, где требуется быстрота изготовления при малых удельных расходах. Правда, во всех этих случаях приходится несколько поступиться коэффициентом усиления по мощности и другими характеристиками усилителя. В усилителях с малыми и средними мощностями выхода применяются дроссели с тороидальными сердечниками, которые обладают лучшими электрическими характеристиками.

4.3. ТОРОИДАЛЬНЫЙ СЕРДЕЧНИК

Тороидальные или кольцевые ферромагнитные сердечники применяются уже давно в качестве контрольных образцов для определения магнитных характеристик материалов в лабораторных условиях. Сердечники такого рода могут иметь магнитные свойства, очень близкие к свойствам материала, из которого они изготовлены, поскольку геометрия сердечника и методика изготовления сводят к минимуму ряд факторов, ухудшающих его магнитные свойства. В частности, тороидальный сердечник имеет очень небольшой эквивалентный воздушный зазор и соответственно малое поле рассеяния; практически весь поток сосредоточивается в самом сердечнике. Эти особенности, очень ценные при лабораторных испытаниях образцов, обусловили применение таких сердечников и для дросселей магнитных усилителей, так как такие параметры усилителя, как коэффициент усиления, выходная мощность, скорость реакции, непосредственно зависят от эквивалентной кривой намагничивания сердечника в целом. Таким образом, появление новых магнитных материалов и потребность в высококачественных сердечниках для дросселей вызвали эволюцию тороидального сердечника от лабораторного эталона до изделия массового производ-

ства с хорошо воспроизводимыми единообразными свойствами.

Тороидальные сердечники бывают двух типов. Первый представляет набор штампованных плоских колец, которые накладываются друг на друга до получения необходимой высоты и площади поперечного сечения сердечника (рис. 4-6). Минимальная толщина этих колец 0,05 мм, так как при штамповке из листов меньшей толщины возможны деформация и текучесть металла. Сердечник, набранный из штампованных колец, имеет исключительно хорошие магнитные свойства. В нем отсутствует воздушный зазор, так как путь магнитного

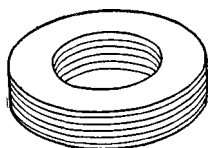


Рис. 4-6. Тороидальный сердечник из штампованных плоских колец.

потока в каждом кольце непрерывен. Магнитный поток в сердечнике состоит из частичных магнитных потоков отдельных колец. Это позволяет ввести между кольцами демпфирующие прокладки, чтобы уменьшить чувствительность сердечника к ударам и вибрациям, ухудшающим его магнитные свойства. Толщину изоляции между кольцами можно изменять и получать в результате сердечники с очень хорошими характеристиками при частотах, даже превышающих 15 кГц.

На рис. 4-7 показан второй тип тороидального сердечника — ленточный. Он представляет собой кольцо из свитой спирально тонкой ленты (полосы) магнитного материала. Последний виток закрепляется с помощью точечной сварки или каким-либо другим способом. Площадь поперечного сечения сердечника определяется толщиной и шириной ленты и числом витков спирали. В отличие от сердечника, изготовленного из штампованных колец, смежные витки ленточного сердечника должны плотно прилегать друг к другу, так как поток пересекает витки спирали.

Из перечисленных трех типов сердечников, пригодных для дросселей магнитных усилителей, наиболее широко применяется ленточный сердечник. Это объясняется его очень хорошими магнитными свойствами, а также простотой и экономичностью массового производства сердечников такой формы. Указанные особенности этих сердечников являются следствием того, что:

1) в отличие от сердечника, набранного из отдельных пластин, ленточный сердечник имеет столь малый эквивалентный воздушный зазор, что им практически можно пренебречь, и соответственно очень слабые поток рассеяния и радиальное поле;

2) при изготовлении сердечников остается очень мало отходов, так как прокатанные листы разрезаются и полученные ленты сразу наматываются, образуя сердечники требуемых габаритов; при штамповке же колец центральная часть и материал между соседними штамповками часто идут полностью в отходы;

3) возможно изготовление сердечников разнообразных размеров путем изменения ширины ленты, диаметра оправки, на которую наматывается лента, и числа витков спирали; изготовление штампованных колец и пластин требует отдельных штампов для каждого размера сердечника;

4) сердечники могут наматываться из очень тонкой ленты; нижний промышленный предел достигает здесь $0,003 \text{ мм}$, в то время как кольца и пластины практически не штампуются из листов тоньше $0,05 \text{ мм}$.

Ленточные сердечники для дросселей магнитных усилителей изготавливаются разных габаритов и из разных материалов. Большинство дросселей, применяемых в настоящее время, выполнено на ленточных сердечниках.

Материалы для таких сердечников чувствительны к ударам и давлению, поэтому готовые сердечники тем или иным образом должны быть защищены от механических повреждений. Обычно теперь сердечник помещают в защитный кольцевой контейнер и заполняют специальным смазывающим веществом, препятствующим «болтанию» сердечника в контейнере. Контейнеры могут быть сделаны целиком из пластмассы (рис. 4-8); при этом сердечник не закрывается герметически и следует принимать меры предосторожности, чтобы предотвратить просачивание лака или других аналогичных веществ в контейнер. Более совершенны алюминиевые контейнеры с пластмассовой крышкой для герметизации. Такой контейнер (рис. 4-9) обеспечивает лучшую

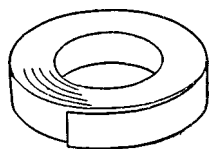


Рис. 4-7. Ленточный тороидальный сердечник.

герметизацию сердечника и стабильность его магнитных характеристик. Коэффициент заполнения сталью ленточных сердечников зависит главным образом от толщины ленты. Более тонкие ленты имеют меньший коэф-

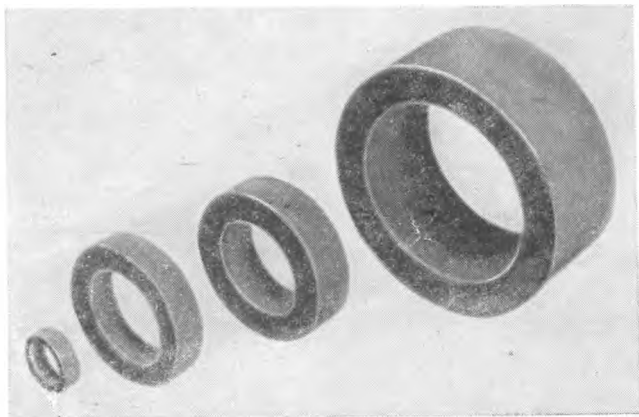


Рис. 4-8. Торoidalные сердечники в контейнерах из пластмассы.

фициент заполнения, так как в этом случае уменьшается отношение толщины металла к расстоянию между витками ленты. Типовые значения коэффициента запол-

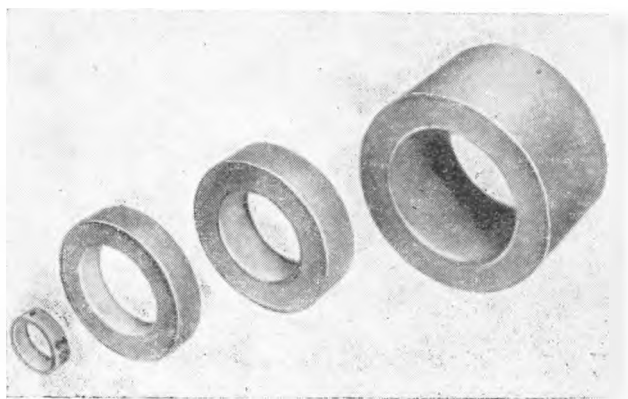


Рис. 4-9. Торoidalные сердечники в алюминиевых герметизированных контейнерах.

нения лежат в пределах примерно 0,7 для ленты толщиной 0,025 мм до 0,96 для ленты толщиной 0,250 мм. Толщина ленты, наиболее часто применяемой для сердечников дросселей магнитных усилителей, изменяется в пределах от 0,05 до 0,15 мм.

4-4. ТОРОИДАЛЬНЫЙ ДРОССЕЛЬ

Тороидальный дроссель — сердце современного магнитного усилителя. Отличные магнитные характеристики тороидального сердечника позволяют создать нелинейный дроссель с почти идеальными для магнитного

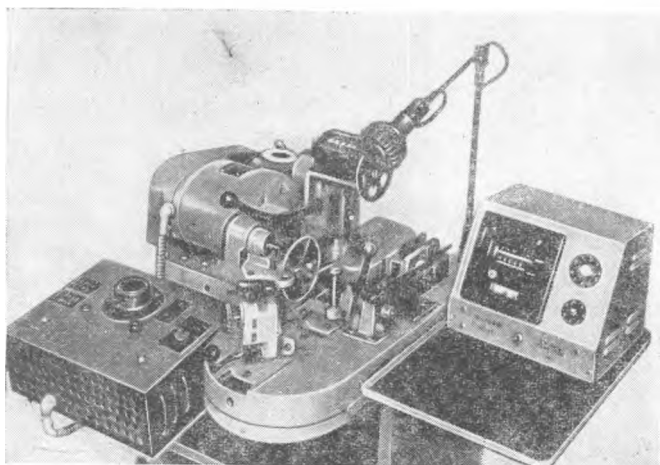


Рис. 4-10, Станок для намотки тороидальных дросселей.

усилителя электрическими характеристиками. Обмотка на тороидальный сердечник наматывается с помощью специального станка, так как изготовить катушку отдельно от сердечника (как это делается на специальных обмоточных машинах при производстве трансформаторов) невозможно. Каждый дроссель наматывается отдельно на свой сердечник с помощью механизма, протягивающего обмоточный провод вокруг сердечника. Производительность при этом ниже, чем при производстве трансформаторов с сердечниками из пластин. Типовой станок для намотки тороидальных дросселей показан на рис. 4-10.

Обычно тороидальный дроссель магнитного усилителя может иметь три или четыре обмотки, не связанные друг с другом электрически, но пронизываемые одним и тем же основным магнитным потоком сердечника. Обмотки могут быть расположены по-разному. Чаше каждая обмотка наносится по всей окружности сердечника.

Каждая обмотка перед нанесением следующей обертывается слоем изоляционной ленты (рис. 4-11). Так как применяемая изоляционная лента пропускает пропитывающий лак, то при пропитке этот лак проникает во все обмотки. Перед пропиткой дроссели прогревают для удаления влаги. Дроссели в обычных пластмассовых контейнерах не могут пропитываться в вакууме; в большинстве случаев достаточно погрузить их в лак с малой вязкостью. Готовый дроссель, как и обычный трансформатор, может быть заключен в металлический кожух и герметически закрыт.

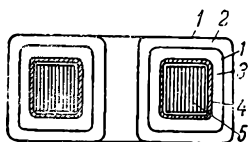


Рис. 4-11. Тороидальный дроссель с обмотками, намотанными одна поверх другой.

1 — изоляционная лента; 2 — наружная обмотка; 3 — внутренняя обмотка; 4 — контейнер для сердечника; 5 — сердечник.

Описанные дроссели имеют относительно большую междубмоточную емкость. Это обычно не имеет существенного значения при частотах 60—400 гц, но может стать серьезным фактором при частотах порядка килогерц, которые применяются, когда требования малого габарита и веса являются определяющими. Для уменьшения этой емкости обмотки могут наматываться секторами (рис. 4-12); при этом уменьшается эффективная площадь емкостной связи. Однако в этом случае более трудно получить однотипную форму дросселя.

Площадь обмоточного окна тороидального сердечника определяется внутренним диаметром защитного контейнера. Диаметр обмоточного провода для каждой обмотки должен быть тщательно выбран. Он должен быть достаточно большим, чтобы обеспечить малое сопротивление и соответственно высокий к. п. д. обмотки, и вместе с тем таким, чтобы после наложения последней обмотки осталось отверстие, достаточное для пропуска челнока обмоточной машины и наложения последнего слоя изоляционной ленты.

Обычный дроссель может иметь одну или две рабочие обмотки и одну или больше обмоток управления и смещения. По рабочим обмоткам протекают относительно большие токи, и для обеспечения высокого к. п. д. падение напряжения на них должно быть незначительным. Наоборот, обмотки управления и смещения работают в высокоомных цепях с малыми токами, и величина сопротивления этих обмоток обычно не имеет существенного значения. Поэтому рабочие обмотки наматываются проводом большего диаметра, заполняя большую часть площади обмоточного окна.

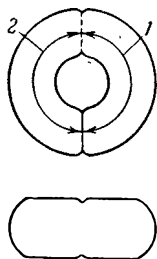


Рис. 4-12. Торидальный дроссель с двумя секционными обмотками.

1 — первая обмотка; 2 — вторая обмотка.

Диаметр провода различных обмоток дросселя можно рассчитать с достаточной точностью, а после изготовления первых дросселей можно проверить параметры дросселя и внести соответствующие исправления. Если диаметр остаточного отверстия принять равным 0,62 см, то тогда площадь сечения окна под все обмотки дросселя равна:

$$S_M = \frac{\pi d_1^2}{4} - 0,3, \quad (4-2)$$

где d_1 — внутренний диаметр контейнера, см. Зависимость этой площади от внутреннего диаметра контейнера представлена на рис. 4-13. Если дроссель должен иметь одну рабочую обмотку, одну управляющую и одну обмотку смещения соответственно с числами витков w_p , w_u и w_{cm} , то при предварительном расчете, имея в виду получить высокий к. п. д., можно принять, что рабочая обмотка займет 80% имеющейся площади окна S_M . Соответственно количество витков на квадратный сантиметр — коэффициент размещения для каждой из обмоток — равно:

$$k_{p.p} = \frac{w_p}{0,8 S_M}; \quad (4-3)$$

$$k_{p.y} = \frac{w_y}{0,1 S_M}; \quad (4-4)$$

$$k_{p.cm} = \frac{w_{cm}}{0,1 S_M}. \quad (4-5)$$

Этот коэффициент размещения резко уменьшается при увеличении диаметра провода. При большом диаметре провода на квадратный сантиметр приходится всего несколько витков, в то время как при тонком проводе

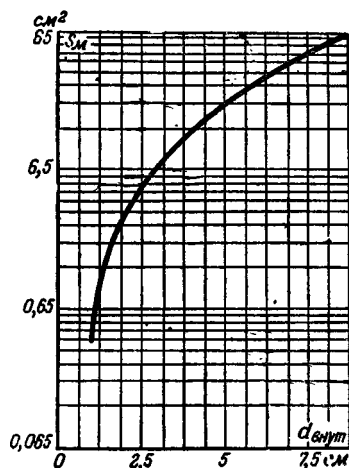


Рис. 4-13. Зависимость площади окна катушки от внутреннего диаметра контейнера.

это число витков может достигать нескольких тысяч. Так как площадь окна и число витков каждой обмотки известны, то коэффициенты размещения легко определяются. После этого не трудно определить диаметр провода и сопротивление каждой обмотки. В табл. 4-1 приведены значения коэффициента размещения для диаметров провода, обычно применяемых в тороидальных дросселях.

Провод большего диаметра наматывается очень осторожно, при малых скоростях намотки, виток к витку. В этом случае коэффициенты размещения достигают своих теоретических значений. С уменьшением диаметра провода качество намотки ухудшается. Очень трудно

Таблица 4-1

Коэффициенты размещения обмотки в тороидальном дросселе

Диаметр провода, мм	Число витков на 1 см ²	Диаметр провода, мм	Число витков на 1 см ²
0,64	100	0,18	1 120
0,57	120	0,16	1 450
0,51	133	0,14	1 850
0,46	165	0,13	2 270
0,40	230	0,11	2 890
0,36	285	0,10	3 140
0,32	360	0,09	4 840
0,29	455	0,08	6 920
0,26	574	0,07	8 300
0,23	715	0,06	10 200
0,20	880	—	—

уложить виток к витку, так как при малом диаметре провода точная укладка его затруднительна. В результате этого с уменьшением диаметра провода все чаще и чаще имеет место пересечение соседних витков, и коэффициент размещения все более уменьшается по сравнению с его теоретическим значением. В табл. 4-1 приведены усредненные практические значения коэффициента размещения. Величина коэффициента размещения для того или иного диаметра провода зависит от типа обмоточного станка, квалификации и внимания рабочего, типа подачи (автоматической или ручной) и натяжения провода при намотке. Качество намотки у разных заводов-изготовителей резко различается. Только в результате испытаний образца можно точно определить, насколько данный тороидальный дроссель соответствует конкретным условиям.

На окончательную форму и размеры тороидального дросселя влияет также способ вывода концов обмотки. Концы обмоток могут быть прикреплены к специальным выводам или зажимам. Во всех случаях это окажет влияние на наружный диаметр и форму готового дросселя. Правильная круглая форма дросселя — признак хорошей укладки обмоточного провода и тщательного изготовления дросселя в целом.

Дефекты в обмотке могут резко ухудшить электрические характеристики дросселя. Поэтому готовый дроссель должен быть тщательно испытан. К типичным дефектам относятся: обрыв или короткое замыкание обмотки, неправильное соотношение витков, слишком большая распределенная емкость и неправильная разметка выводов обмоток. Для обеспечения длительного срока службы обмотки ее изоляция должна быть испытана на пробивную прочность.

В приложении приведены технические условия MT-S 100, относящиеся к изготовлению и контролю тороидальных дросселей. Они применялись техническим отделом фирмы Industrial Control Comp. с целью унифицировать изготавливаемые многими фирмами дроссели, и отражают накопленный опыт в части исследования большого количества тороидов и дросселей и возможных их дефектов.

МАТЕРИАЛЫ ДЛЯ СЕРДЕЧНИКОВ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

5-1. НАЗНАЧЕНИЕ СЕРДЕЧНИКА

Дроссель магнитного усилителя, как и большинство других низкочастотных электромагнитных устройств, должен быть выполнен на сердечнике с особыми магнитными характеристиками. В таких устройствах необходимо иметь два физических пути:

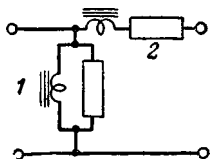


Рис. 5-1. Схема замещения линейного трансформатора.

1 — параллельная намагничивающая ветвь; 2 — последовательная ветвь, учитывающая сопротивление обмотки и рассеяние.

один для протекания электрического тока, другой — для магнитного потока. При этом вольт-амперная характеристика дросселя зависит от магнитных свойств сердечника и от интенсивности магнитных процессов в нем.

Для получения высокого к. п. д. подобных устройств требуется, чтобы на создание магнитного поля в сердечнике затрачивалось минимальное количество электроэнергии.

С этой целью, например, намагничивающий ток линейного трансформатора стараются сделать как можно меньшим, так как связанная с ним мощность представляет потери в трансформаторе.

На рис. 5-1 показана упрощенная схема замещения линейной индуктивности и линейного трансформатора. Параллельной ветвью представлен путь для намагничивающего тока, величина которого определялась графоаналитическим способом, как показано на рис. 3-2.

При питании линейной индуктивности от источника синусоидального напряжения магнитная индукция в сердечнике согласно закону Фарадея будет также изменяться по синусоидальному закону. Если пренебречь падением напряжения в меди катушки, то индукция будет определяться только величиной напряжения источника и не будет зависеть от характеристик сердечника. Требуемое по расчету максимальное значение магнитной индукции B_m может быть равно, например, 10 000 гс; при этом при отсутствии ферромагнитного сердечника в катушке («воздушный сердечник») максимальное

значение напряженности магнитного поля составит 10 000 э. Намагничивающий ток связан непосредственно с напряженностью магнитного поля уравнением (3-15), и поэтому величина тока в этом случае будет также велика. Если катушка с воздушным сердечником, питаемая от источника низкой частоты, должна была бы действительно создать магнитное поле с указанным значением магнитной индукции, то при этом намагничивающий ток мог оказаться настолько большим, что вызвал бы разрушение катушки из-за чрезмерного перегрева.

Если та же самая катушка наматывается на сердечник с линейными характеристиками и значительной по величине постоянной магнитной проницаемостью, то намагничивающий ток резко уменьшается, хотя при том же значении напряжения на катушке максимальное значение индукции в сердечнике останется прежним. Если магнитная проницаемость сердечника равна 5 000, то максимальное значение напряженности уменьшится до 2 э, а значение тока согласно рис. 3-2 составит только одну пятитысячную долю тока аналогичной катушки с воздушным сердечником. Потери мощности будут соответственно в $25 \cdot 10^6$ раз меньше. Такую катушку уже значительно легче выполнить. В магнитных материалах значение магнитной проницаемости достигает нескольких сотен тысяч, что позволяет получить пренебрежимо малые значения намагничивающих токов для катушек индуктивности, трансформаторов и подобных им устройств.

Начиная с конца прошлого столетия, материалы для сердечников линейных индуктивностей и трансформаторов непрерывно совершенствовались, и в результате появилось много разных промышленных сплавов, обеспечивающих малые потери в сердечниках. Однако для сердечников дросселей магнитных усилителей эти сплавы непосредственно непригодны. Сердечники магнитных усилителей должны удовлетворять ряду дополнительных требований. Требование малых потерь остается в силе и в этом случае, только теперь оно выражается в требовании малой коэрцитивной силы H_c , так как материал имеет нелинейные свойства и понятие проницаемости к нему уже неприменимо. Кроме того, некоторые особенности работы дросселя магнитного усилителя требуют особой формы петли гистерезиса. Этот вопрос будет рас-

смотрен в следующих параграфах. Производство материалов для сердечников магнитных усилителей выросло на базе производства материалов для сердечников линейных индуктивностей, но затем оно стало развиваться в самостоятельном направлении, специфичном для магнитных усилителей. Новые магнитные материалы дают возможность создавать магнитные усилители с большими выходными мощностями, высоким усилением и малой инерционностью [Л. 12].

5-2. КЛАССИФИКАЦИЯ МАТЕРИАЛОВ ДЛЯ СЕРДЕЧНИКОВ ПО ИХ МАГНИТНЫМ СВОЙСТВАМ

Только три элемента — кобальт, никель и железо — отличаются высокими значениями отношения B/H при нормальных температурах. Они и являются основными составляющими сплавов для сердечников дросселей магнитных усилителей. Сами эти элементы и их сплавы называются ферромагнитными, потому что в них возникают те же магнитные явления, которые первоначально наблюдались у железа. Все остальные материалы имеют постоянную магнитную проницаемость, близкую к единице, и разделяются на парамагнитные материалы и диамагнитные.

Магнитная проницаемость парамагнитных материалов несколько больше единицы и лежит обычно в пределах 1,000—1,001, исключая область температур вблизи 0°K , когда значение магнитной проницаемости может быть большим. Магнитная проницаемость таких материалов не зависит ни от магнитной индукции, ни от напряженности поля. Она также не зависит от температуры или уменьшается с повышением температуры. Парамагнитные материалы могут быть твердыми, жидкими и газообразными; к ним относятся натрий, калий, кислород, платина, палладий, многие соли железа и редкоземельные элементы.

Диамагнитные материалы отличаются тем, что их магнитная проницаемость меньше единицы. Поэтому они отталкиваются полюсами электромагнита и стремятся двигаться в направлении более слабого магнитного поля. Эта группа охватывает большую часть материалов и включает в себя многие металлы и большинство неметаллов.

Ферромагнитные элементы — железо, никель, кобальт, — как уже говорилось, являются главными компо-

нентами материалов, применяемых для сердечников дросселей магнитных усилителей. Однако строго определенные, очень незначительные количества парамагнитных или диамагнитных материалов могут быть введены в сплав или использованы каким-то образом при его изготовлении. Введение этих веществ вызвано не их магнитными свойствами, а их влиянием на кристаллическую структуру и металлургические характеристики ферромагнитного сплава.

Ферромагнитные свойства определяются типом атомов и их расположением при твердом состоянии материала. Атомы трех ферромагнитных элементов — железа, никеля, кобальта — имеют на своих внешних орбитах избыточные электроны, и каждый отдельный атом может рассматриваться как маленький электромагнит, в котором намагничивающая сила создается электронами внешней оболочки, вращающимися на своих орбитах. Однако, для того чтобы материал стал ферромагнитным, необходимо, чтобы суммарное действие этих элементарных магнитов было отлично от нуля. Последнее требует определенного расположения атомов в кристаллической решетке, при котором отдельные магнитные поля, созданные каждым атомом, не уничтожали бы друг друга. Это положение иллюстрируется влиянием повышения температуры ферромагнитного сплава на его магнитные свойства. При некоторой температуре, названной точкой Кюри, энергия теплового молекулярного движения настолько велика, что первоначальное распределение атомов в их кристаллических решетках нарушается и все ферромагнитные свойства материала исчезают. Если температура понижается, то эти свойства восстанавливаются¹.

Создание специальных ферромагнитных сплавов было в основном проблемой металлургии, в которой факторами, определяющими кристаллическую структуру материала, являлись химический состав, остатки присадочного материала, механическая обработка и отжиг. Как правило, магнитные свойства таких сплавов контролируются более жестко, чем материалов для сердечников трансформаторов. Появление таких сплавов — одно из

¹ Здесь дано весьма упрощенное объяснение явления ферромагнетизма. Более подробно см., например, С. В. Вонсовский, Современное учение о магнетизме, ГТТИ, 1952. *Прим. ред.*

выдающихся достижений современной техники, позволившее перейти к массовому изготовлению сердечников с характеристиками, которые ранее получались только для лабораторных образцов.

5-3. ПЕТЛЯ ГИСТЕРЕЗИСА

Материалы для сердечников магнитных усилителей характеризуются зависимостью между двумя магнитными величинами — индукцией B и напряженностью H . Эта зависимость обычно дается кривой, полученной экспериментально при определенных источнике питания,

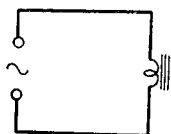


Рис. 5-2. Питание от источника синусоидального напряжения (синусоидальный поток).

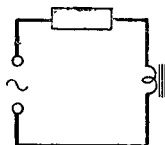


Рис. 5-3. Питание от источника синусоидального тока.

частоте, размерах и конфигурации сердечника. Эта кривая называется характеристикой $B(H)$, петлей гистерезиса, петлей $\Phi(I)$ и динамической петлей [Л. 13]. Если под воздействием заданных электрических величин магнитные величины в сердечнике достигнут своих предельных значений, то полученная петля будет называться предельной петлей в отличие от петель, полученных при меньшем возбуждении. Эти петли являются рабочими кривыми при проектировании магнитных усилителей и определяют электрические характеристики дросселя.

Форма этих петель определяется формой кривой напряжения или тока, питающих обмотку дросселя. Для одного и того же материала сердечника может быть получено большое число гистерезисных циклов разного вида в зависимости от формы кривой намагничивающего напряжения или тока. Однако, поскольку обычно магнитные усилители питаются от синусоидального напряжения сети, то в качестве стандартных выбрано два способа намагничивания дросселя. При первом способе (рис. 5-2) дроссель питается непосредственно от источ-

ника синусоидального напряжения, не содержащего постоянной составляющей. Согласно закону Фарадея магнитная индукция в сердечнике должна также изменяться по синусоиде, если отсутствует насыщение. Этот способ намагничивания обеспечивает, следовательно, синусоидальный поток и называется намагничиванием при синусоидальном потоке. При втором способе намагничивания (рис. 5-3) дроссель питается от источника синусоидального напряжения через достаточно большое активное сопротивление. При этом намагничивающий ток в дросселе будет синусоидальным, так как он определяется синусоидальным напряжением сети и линейным активным сопротивлением. Этот способ называется намагничиванием при синусоидальном токе. Напряжение на дросселе и поток в сердечнике могут быть при этом не синусоидальными.

Оба способа намагничивания являются не только стандартными при испытании, когда сравниваются и определяются свойства материалов сердечников, но они, кроме того, позволяют предопределить изменение магнитных характеристик сердечников в зависимости от режима работы дросселя магнитного усилителя в той или иной схеме. Действительно, при одних параметрах схемы дроссель будет работать в условиях, близких к условиям намагничивания при синусоидальном потоке, а при других параметрах, близких к условиям намагничивания при синусоидальном токе.

Таким образом, указанные два способа намагничивания представляют два предельных случая намагничивания — от источника с бесконечно малым внутренним сопротивлением и от источника с бесконечно большим внутренним сопротивлением и дают возможность определить пределы изменения индукции B и напряженности поля H при данной частоте.

На рис. 5-4 показана типичная предельная петля гистерезиса материала для сердечников магнитного усилителя. Для сравнения следует заметить, что подобная

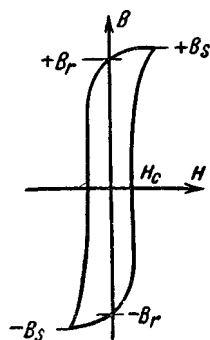


Рис. 5-4. Типичная петля гистерезиса материала для сердечников магнитного усилителя.

кривая для диамагнитного или парамагнитного материала представляет собой прямую линию, проходящую через начало координат под углом, тангенс которого (гауссы на один эрстед) близок к единице. Эта петля может быть получена с помощью любого из двух способов намагничивания, если задавать индукцию (синусоидальный поток) или напряженность (синусоидальный ток) и откладывать соответственно другую магнитную величину как функцию первой.

На рис. 3-2 показано, что в линейной индуктивности намагничивающий ток отстает от приложенного синусоидального напряжения на 90° . В этом несколько идеализированном случае отсутствуют потребление активной мощности из сети и активные потери в сердечнике, потому что в линейной схеме с переменными электрическими величинами, изменяющимися по синусоидальному закону, активная мощность равна:

$$P = UI \cos \varphi, \quad (5-1)$$

где P — мощность, *вт*;

U и I — действующие значения соответственно напряжения и тока;

φ — угол сдвига фаз между ними.

Однако, когда петля гистерезиса имеет определенную площадь, возникает составляющая тока, находящаяся в фазе с приложенным напряжением, а в предельном случае, как показано на рис. 3-5, намагничивающий ток может оказаться полностью в фазе с напряжением сети. В этих условиях происходит потребление активной мощности из сети, которая тратится на периодическое перемагничивание сердечника в данных пределах изменения B и H по петле гистерезиса. Потери электрической энергии в сердечнике за один цикл (за один период изменения напряжения сети) составляют:

$$W = \frac{1}{4\pi} \int B dH, \quad (5-2)$$

т. е. определяются площадью петли. Эти потери для материалов сердечников магнитных усилителей значительно меньше, чем для материалов сердечников трансформаторов. На рис. 5-5 показаны для сравнения гисте-

резисные петли для кремниевой трансформаторной стали и для материала сердечника магнитного усилителя.

Петля гистерезиса на рис. 5-4 имеет следующие характерные точки:

Индукция насыщения B_s представляет собой максимальное, практически достигаемое для данного материала значение индукции. При этом значении индукции атомы и кристаллические решетки материала под воздействием напряженности поля H оказываются в максимальной мере одинаково ориентированными. Дальнейшее увеличение напряженности поля H вызывает очень малое увеличение магнитной индукции в соответствии с постоянной магнитной проницаемостью, равной примерно 1. Величина индукции насыщения B_s одинакова при разных знаках напряженности поля.

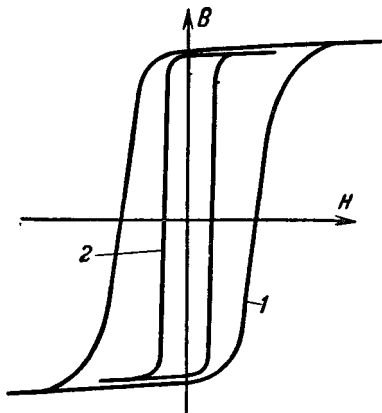


Рис. 5-5. Гистерезисные петли текстурованной трансформаторной стали (1), применяемой в трансформаторах, и материала с хорошей прямоугольностью для сердечников магнитных усилителей (2).

Остаточная индукция B_r . Если при значении индукции, равном $\pm B_s$, уменьшать напряженность поля до нуля, то индукция уменьшится не до нуля, а до значения $\pm B_r$. Индукция B_r является мерой остаточной намагниченности материала и сохраняется в нем неопределенно долго, пока к дросселю не будет приложено дополнительное возбуждение. Это позволяет «запасать» любое значение индукции в пределах $\pm B_r$, если изменение индукции начиналось от значений $\pm B_s$. Такая особенность придает этим материалам свойства «памяти».

Коэффициент прямоугольности B_r/B_s или, короче, прямоугольность. Для магнитных усилителей желательно, чтобы он был близок к единице. Этот коэффициент представляет собой одну из отличительных характеристик материалов сердечников магнитных усилителей.

Коэрцитивная сила H_c . Значение напряженности поля, необходимой для уменьшения индукции от B_r до нуля. В сердечниках с хорошей прямоугольностью величина H_c определяет максимальное значение намагничивающего тока. Для материалов, применяемых в магнитных усилителях, характерны небольшие значения H_c , что обеспечивает малые потери мощности в сердечнике за один цикл и позволяет создать схемы с большими коэффициентами усиления.

Материалы для сердечников магнитных усилителей обычно характеризуются и сравниваются на основе вышеуказанных четырех параметров. Однако все из них в свою очередь определяются до некоторой степени способом и частотой намагничивания дросселя, технологией изготовления сердечника и его геометрией, температурой и т. д. Таким образом, при выработке норм на характеристики сердечников необходимо определить условия их испытания. Указанные параметры имеют большое значение не только при испытаниях и сравнении различных ферромагнитных сплавов, но они определяют и некоторые специфические особенности схемы и помогают предопределить ее работу.

5-4. ВЛИЯНИЕ ГИСТЕРЕЗИСА И ВИХРЕВЫХ ТОКОВ

При постоянной магнитной проницаемости материала намагничивающий ток дросселя отстает от напряжения на угол 90° и при этом отсутствует потребление активной мощности от источника питания. В случае динамической петли гистерезиса и появлении активной составляющей тока намагничивания дроссель потребляет активную мощность, рассеиваемую в виде тепла в сердечнике. Эта мощность обусловлена потерями на гистерезис и вихревые токи, которые и определяют в значительной степени действительную форму гистерезисной петли материала.

Магнитный гистерезис присущ только ферромагнитным материалам. Он является мерилем способности материала сохранять некоторую величину магнитной индукции в пределах от $\pm B_r$ до нуля при уменьшении напряженности H до нуля. Явление ферромагнетизма есть результат особой кристаллографической структуры и химического состава этих материалов, и наличие гистерезиса говорит только о стремлении кристаллических

решеток сохранить (при отсутствии добавочного возбуждения) свою последнюю ориентацию и магнитное состояние.

На рис. 5-6 показана очень упрощенная механическая аналогия эффекта гистерезиса. Небольшой постоянный магнит вращается относительно вертикальной оси на подшипниках, имеющих постоянную величину статического трения. Если вокруг этого магнита расположить катушку, то по мере увеличения тока в катушке магнит останется неподвижным до тех пор, пока вращающий момент, создаваемый взаимодействием поля магнита с током катушки, не превзойдет момента трения в подшипниках. Когда момент трения будет преодолен, возникнет результирующий момент, поворачивающий магнит в его новое положение — на 180° относительно исходного. Если

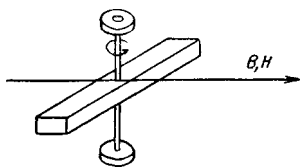


Рис. 5-6. Механическая аналогия эффекта гистерезиса.

магнит очень мал и его весом и моментом инерции можно пренебречь, переход его в новое положение будет происходить мгновенно. Трение в подшипниках вызывает потерю мощности в виде тепла, которая поставляется за счет энергии поля катушки, а в конечном итоге — потребляется от источника питания катушки. При изменении направления тока снова не происходит никакого движения, пока не будет преодолено пороговое значение напряженности поля H . График зависимости положения магнита от напряженности поля, показанный на рис. 5-7, представляет колебания простой бистабильной структуры. Этот график очень напоминает гистерезисную петлю материала с высоким коэффициентом прямоугольности; при этом пороговое значение H является аналогом коэрцитивной силы H_c , а предельные положения магнита — аналогами индукции насыщения B_s . Не следует забывать, что это только упрощенная аналогия, так как явления в ферромагнетиках в действительности гораздо сложнее. Однако явление гистерезиса и описанный механический аналог имеют одну общую особенность: они оба указывают на наличие сил, которые следует преодолеть прежде, чем начнется какое-либо движение или изменение состояния. Это положение

является ключом к объяснению взаимодействия между атомами, которое лежит в основе явлений гистерезиса ферромагнитных сплавов.

Постоянный магнит в схеме механического аналога выбран только из соображения удобства. В качестве такого аналога можно было бы использовать пневматическую систему, в которой роль катушек, создающих напряженность H , играет поток воздуха с известной скоростью, воздействующий на вращающиеся на таких же подшипниках лопасти. Лопасти будут стремиться ориентироваться в направлении потока воздуха, как только скорость воздушного потока превысит некоторое пороговое значение. В этом случае положение лопасти будет представлено графиком, подобным графику на рис. 5-7.

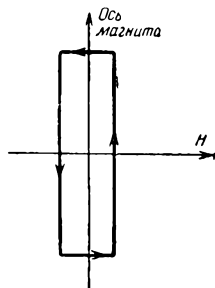


Рис. 5-7. График зависимости положения магнита механического аналога, показанного на рис. 5-6, от напряженности поля.

Форма кривой намагничивания определяется не только гистерезисом, а также потерями на вихревые токи в материале сердечника [Л. 14]. Вихревые токи появляются в проводящем материале при изменении магнитной индукции. Согласно закону Ленца [уравнение (3-13)] индуктированные напряжения пропорциональны скорости изменения потока. Если сердечник выполнен из проводящего материала, в нем будут протекать вихревые токи и соответствующая им электрическая мощность будет тратиться на нагревание сердечника. Большинство ферромагнитных материалов является в той или иной степени проводящими, и при изменении магнитной индукции в них будут протекать вихревые токи. Мощность потерь на вихревые токи поступает от источника электрической энергии, питающего дроссель; это проявляется в увеличении намагничивающего тока. Так как ток и напряженность поля тесно связаны между собой, то потери на вихревые токи вызывают расширение петли гистерезиса и увеличение коэрцитивной силы H_c материала.

Схема механического аналога на рис. 5-6 может отразить (качественно) и потери на вихревые токи, если

к трению подшипников добавить составляющую вязкого трения. Тогда каждое изменение положения магнита и, следовательно, поворот оси в подшипниках будут сопровождаться дополнительными потерями.

При заданном значении перепада магнитной индукции потери на вихревые токи с увеличением частоты возрастают, так как увеличивается скорость изменения потока. Таким образом, с ростом частоты петля гистерезиса для проводящих сплавов расширяется и коэрцитивная сила H_c увеличивается. При любой заданной частоте с уменьшением амплитуды магнитного потока скорость изменения индукции падает и значение коэрцитивной силы H_c уменьшается.

Для уменьшения потерь на вихревые токи применяются разные способы:

1. Увеличение удельного сопротивления сплавов изменением их химического состава. Значения удельных сопротивлений для имеющихся в настоящее время сплавов лежат в пределах $(20-90) \cdot 10^{-6} \text{ ом} \cdot \text{см}$, а для трех ферромагнитных материалов — железа, никеля и кобальта — в пределах $(11-15) \cdot 10^{-6} \text{ ом} \cdot \text{см}$.

2. Использование тонких пластин или лент, имеющих большое сопротивление в направлении их укладки (перпендикулярном направлению магнитного потока).

3. Нанесение изолирующих металлических пленок на пластины или ленты для обеспечения большого сопротивления в направлении их укладки.

Итак, петля поток — ток определяется величиной гистерезиса и вихревых токов. Поскольку они зависят от температуры, частоты характера возбуждения дросселя и т. д., то и форма самой петли зависит от этих факторов. Таким образом, форма петли не является неизменной. Петля должна сниматься при известных, строго определенных условиях, чтобы ее можно было в точности воспроизвести и в дальнейшем. Петля почти всегда снимается опытным путем, и полученные таким образом данные о материале сердечника представляют основу для проектирования дросселя магнитного усилителя.

Потери на вихревые токи представляют собой основную проблему при проектировании дросселя. В идеальном случае для определения электрических характеристик дросселя необходимо знать значение индукции для каждого значения напряженности, и наоборот. При синус-

синоидальном напряжении питания значение потока в сердечнике определяется согласно закону Фарадея и не зависит от эффектов гистерезиса и вихревых токов в сердечнике. Но если питание дросселя осуществляется от источника синусоидального тока, то картина будет совсем иной. Напряженность магнитного поля H известна, поскольку ток в этом случае является независимой переменной. Но определить индукцию B нельзя, так как скорость изменения потока сама по себе определяет величину потерь на вихревые токи и, следовательно, этим определяет, какая доля намагничивающего тока идет на изменение потока, а какая на покрытие потерь на вихревые токи. Задача является до некоторой степени неопределенной, и в том случае, когда требуется знать изменение потока в дросселе при питании его от источника синусоидального тока, необходимо обращаться к опытным данным.

5-5 ФЕРРОМАГНИТНЫЕ СПЛАВЫ ДЛЯ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Изготовление ферромагнитных сплавов, пригодных для дросселей магнитных усилителей, является сложным процессом, в ходе которого достигаются желаемые магнитные характеристики материала — низкие значения коэрцитивной силы H_c , высокие значения индукции насыщения B_s и хорошая прямоугольность. Большое значение имеет химический состав сплава. Никель и железо — главные его компоненты. Вводят также медь, хром, молибден и кремний в очень малых, но строго установленных количествах. Эти добавки оказывают большое влияние на кристаллическую структуру материала и его электрическое удельное сопротивление. После приготовления сплава он подвергается последующей обработке с целью получения однородно ориентированной кристаллической структуры. Очень эффективной является холодная прокатка, так как обработка листа в одном и том же направлении вдоль его длины обеспечивает требуемую степень однородности кристаллической структуры. Термическая обработка и отжиг после изготовления помогают уменьшить напряжения внутри материала и получить требуемую ориентацию зерен. Отжиг в атмосфере водорода устраняет некоторые неметаллические приме-

си, такие как углерод, кислород и азот, присутствие которых в сплаве мешает получению желаемой кристаллической структуры. Термическая обработка в магнитном поле—очень действенный и обычно последний этап процесса подготовки сплава. Сплав нагревают до области температур, близких к точке Кюри, а затем медленно охлаждают в магнитном поле с напряженностью в несколько эрстед. По мере охлаждения материала магнитное поле вызывает в нем высокую степень ориентации зерен и дает в результате исключительно хорошие магнитные свойства.

Имеющиеся промышленные материалы для сердечников магнитных усилителей могут быть разделены на два класса. Первый из них, охватывающий большинство сплавов, отличается высокой прямоугольностью и относительно низким значением коэрцитивной силы. Большинство дросселей магнитных усилителей изготавливается на сердечниках из таких сплавов. Второй класс характеризуется главным образом очень малыми значениями коэрцитивной силы, но имеет и меньшие значения максимальной индукции B_s и коэффициента прямоугольности. Эти материалы, обеспечивающие высокий коэффициент усиления, применяются при усилении сигналов с низким уровнем мощности и особенно широко для прецизионных катушек индуктивностей и трансформаторов. В табл. 5-1 перечислены материалы с высоким коэффициентом прямоугольности, в табл. 5-2 — сплавы, обеспечивающие высокий коэффициент усиления. Материалы почти с одинаковыми характеристиками изготавливаются рядом фирм и имеют разные названия и марки.

Таблица 5-1

**Магнитные материалы с высоким коэффициентом
прямоугольности**

Название сплава	Основной химический состав сплава	B_r^* , кГс	B_s^* , кГс	H_c^* , э
Дельтамакс . .	50% Fe, 50% Ni	14	15	0,3
Ортонол . . .	50% Fe, 50% Ni	14	15	0,3
Сплав № 48	50% Fe, 48% Ni	10	11	0,16
Гиперник V . .	50% Fe, 50% Ni	14,5	15	0,2

• Эти значения являются приближенными и соответствуют частоте 60 гц.

Таблица 5-2

Магнитные материалы, обеспечивающие высокий коэффициент усиления

Название сплава	Основной химический состав сплава	B_r^* , кгс	B_S^* , кгс	H_C^* , э
Сплав Ну—Ми 80	4% Мо, 79% Ni, 17% Fe	6,3	7,2	0,05
79НМ4	4% Мо, 79% Ni, 17% Fe	5,2	6,2	0,07
Супермаллой	5% Мо, 79% Ni, 16% Fe	5,2	6,8	0,03

* Эти значения являются приближенными и соответствуют частоте 60 гц.

На рис. 5-8 показано семейство петель $B=f(H)$ для сердечника из дельтамакса: сердечник ленточный, торои-

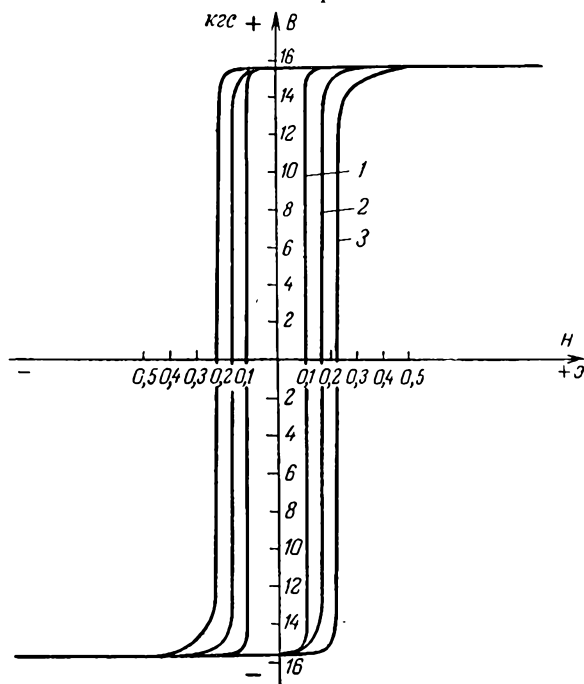


Рис. 5-8. Семейство гистерезисных петель сердечника из дельтамакса.

1 — постоянный ток; 2 — синусоидальное напряжение, $f=60$ гц;
3 — синусоидальное напряжение, $f=400$ гц.

дальный с внутренним диаметром 31,8 мм, внешним — 44,5 мм и высотой 6,55 мм; толщина ленты 0,05 мм. Здесь для сравнения приведена петля, снятая на постоянном токе при очень малой скорости перемещения

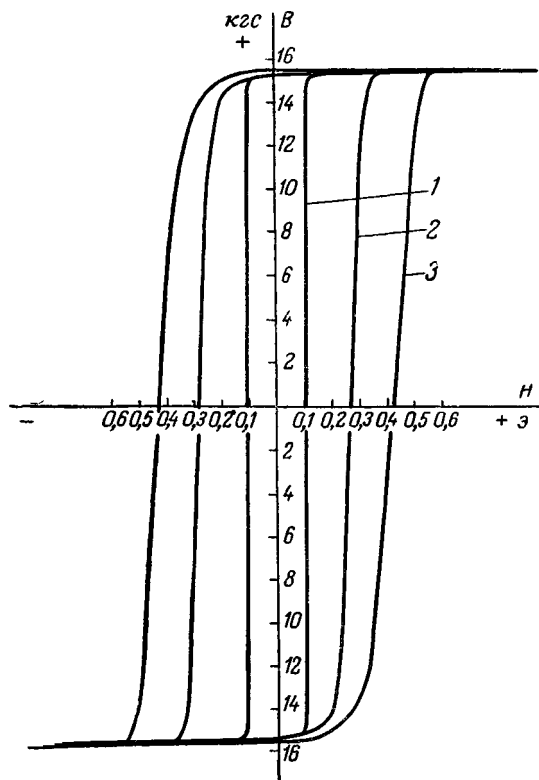


Рис. 5-9. Семейство гистерезисных петель сердечника из дельтамакса.

1 — постоянный ток; 2 — синусоидальный ток, $f=60$ гц; 3 — синусоидальный ток, $f=400$ гц.

ния и петли, снятые при синусоидальном потоке при частотах 60 и 400 гц. Как видно, этот материал имеет высокий коэффициент прямоугольности. Увеличение коэрцитивной силы H_c указывает на возрастание потерь от вихревых токов, связанное с увеличением скорости изменения индукции. Индукция насыщения B_s постоянна, не

зависит от частоты и способа намагничивания и характеризует предельное магнитное состояние материала.

На рис. 5-9 приведены для сравнения аналогичные кривые при намагничивании синусоидальным током. Значение индукции насыщения здесь то же, что и для пре-

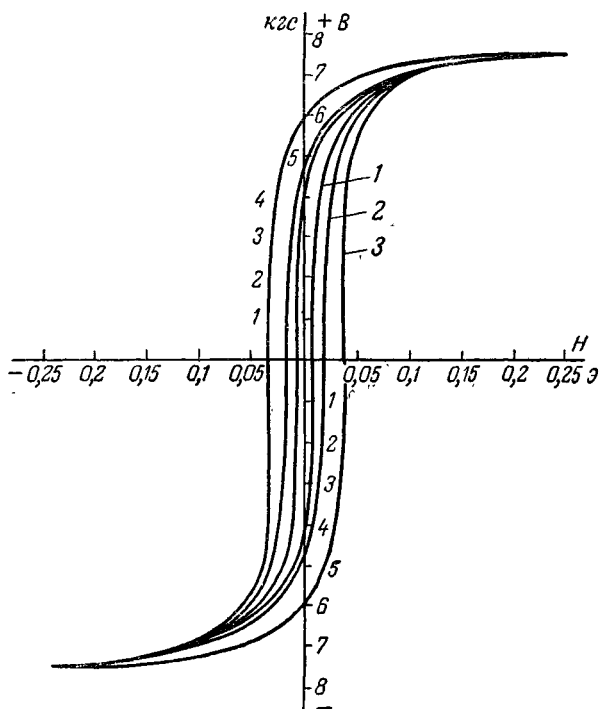


Рис. 5-10. Семейство гистерезисных [петель сердечника из супермаллоя.

1—постоянный ток; 2—синусоидальное напряжение, $f=60$ гц;
3—синусоидальное напряжение, $f=400$ гц.

дыдущего случая, а значение коэрцитивной силы для всех частот большее. Боковые стороны петли имеют больший наклон, что иллюстрирует зависимость формы петли от формы кривых намагничивающего тока и напряжения. Следует помнить, что кривая намагничивающего тока имеет прямоугольную форму при питании от источника синусоидального напряжения.

Супермаллой является одним из сплавов, обеспечивающих высокое усиление, но имеющих малый коэффициент прямоугольности. Семейство петель для этого сплава при синусоидальном потоке показано на рис. 5-10 для ленточного сердечника одинакового по

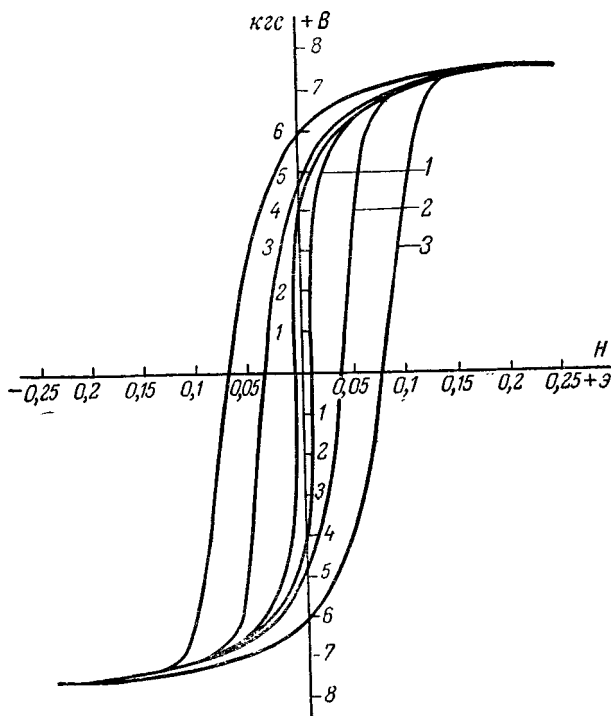


Рис. 5 11, Семейство гистерезисных петель сердечника из супермаллой.

1 — постоянный ток; 2 — синусоидальный ток, $f=60$ гц; 3 — синусоидальный ток, $f=400$ гц.

размерам с образцом из дельтамакса. По сравнению с дельтамаксом супермаллой имеет примерно в 2 раза меньшее значение индукции насыщения, меньший коэффициент прямоугольности, но значительно меньшую коэрцитивную силу. Последнее является самой важной особенностью этого материала и делает его незаменимым для магнитных усилителей малой мощности

и для линейных катушек индуктивности высокой добротности. Петли гистерезиса того же сердечника из супермаллоя при намагничивании синусоидальным током показаны на рис. 5-11. Как и для дельтамакса, при намагничивании синусоидальным током значительно

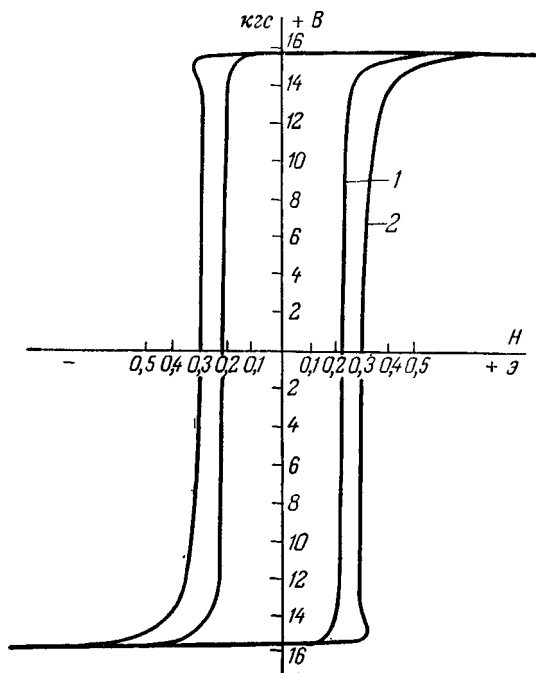


Рис. 5-12. Влияние толщины ленты на форму гистерезисных петель дельтамакса при частоте $f = 400$ гц.

1 — лента толщиной 0,05 мм; 2 — лента толщиной 0,1 мм.

увеличиваются коэрцитивная сила и наклон боковых сторон гистерезисных петель.

Влияние толщины ленты показано на рис. 5-12 для дельтамакса и на рис. 5-13 для супермаллоя. Толщина ленты выбрана равной 0,05 и 0,10 мм. В более тонких лентах потери от вихревых токов меньше, что и приводит к уменьшению коэрцитивной силы [Л. 15]. Кривые, показанные на этих рисунках, сняты при синусоидальном потоке и частоте 400 гц.

Эти сплавы обладают разной степенью чувствительности к изменениям температуры. Дельтамакс (рис. 5-14) имеет примерно постоянные величины индукции насыщения и коэффициента прямоугольности. Характерное увеличение коэрцитивной силы с уменьшением темпера-

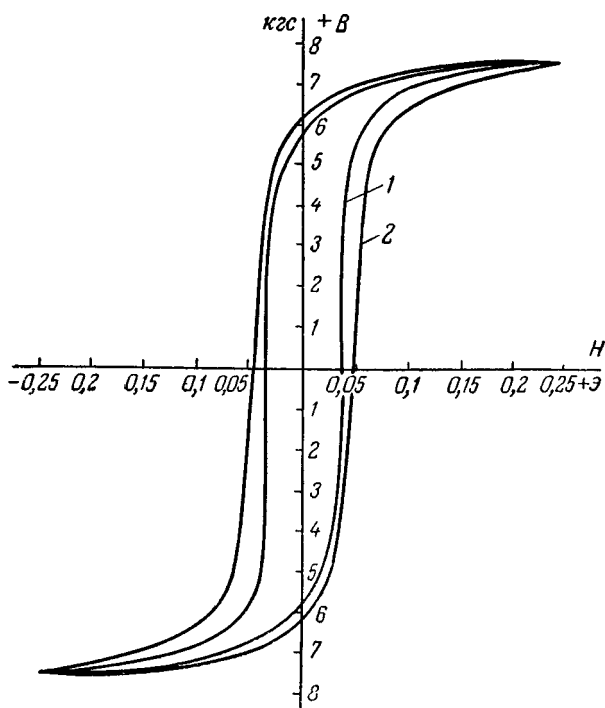


Рис. 5-13. Влияние толщины ленты на форму гистерезисных петель супермаллоя при частоте $f = 400$ гц.

1 — лента толщиной 0,05 мм; 2 — лента толщиной 0,1 мм.

туры вызвано увеличением потерь на вихревые токи вследствие уменьшения удельного сопротивления материала сердечника при более низких температурах. Для супермаллоя зависимость от температуры более сложна (рис. 5-15). Коэрцитивная сила при более низких температурах несколько увеличивается, но наклон кривых и индукция насыщения изменяются более резко.

Дельтамакс и супермаллой являются типичными представителями многих сплавов с подобными характеристиками. Поэтому приведенные зависимости формы петли гистерезиса от различных факторов характерны и для других соответствующих сплавов. Сплавы с высоким

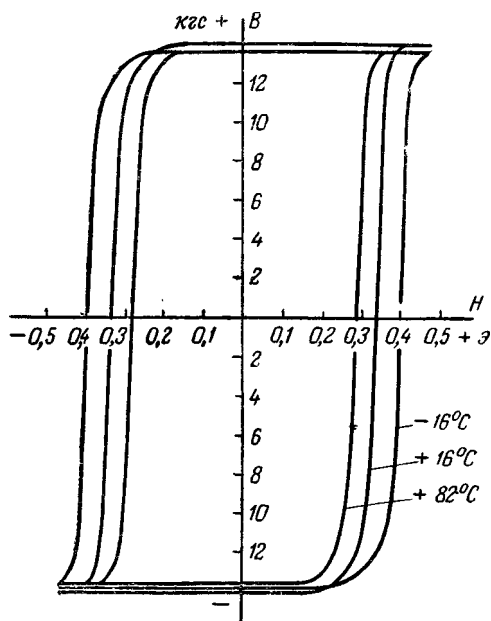


Рис. 5 14. Влияние температуры на форму петли гистерезиса сердечника из дельта-макса при намагничивании от источника синусоидального тока.

коэффициентом прямоугольности наиболее популярны у конструкторов магнитных усилителей и применяются в виде тороидальных ленточных сердечников в большинстве схем современных магнитных усилителей. Сплавы, обеспечивающие высокий коэффициент усиления, также применяются в виде тороидальных ленточных сердечников, но лишь в тех случаях, когда вопрос усиления является определяющим. Таким образом, они применяются реже, чем материалы с высоким коэффициентом прямоугольности.

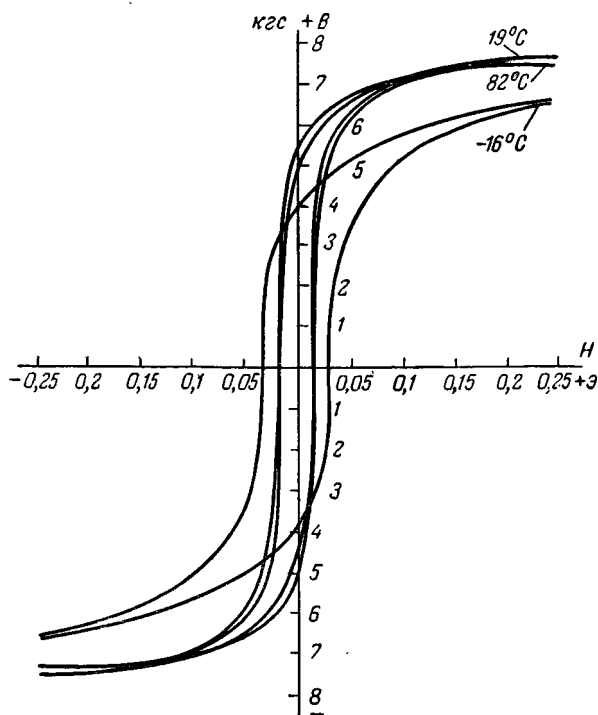


Рис. 5-15. Влияние температуры на форму петли гистерезиса сердечника из супермаллоя при синусоидальном потоке.

5-6. ЧАСТНЫЕ ГИСТЕРЕЗИСНЫЕ ЦИКЛЫ

Гистерезисные петли, описанные в предыдущих параграфах, называются предельными, так как они снимаются при таких условиях возбуждения дросселя (напряжение, ток), когда достигаются предельные магнитные состояния материала — индукция B_s и напряженность H_c . При более слабом возбуждении полное приращение магнитной индукции будет меньше, чем $2B_s$, и таким образом будут получены частные гистерезисные циклы.

В большинстве магнитных усилителей возбуждение (намагничивание) дросселя, выраженное либо в виде тока, либо в вольт-секундах, изменяется при изменении выходной мощности и входного сигнала усилителя. Со-

всем иной режим в силовом трансформаторе, где приращение индукции не зависит от нагрузки и рабочая петля поток—ток остается постоянной. Поскольку намагничивание дросселя магнитного усилителя изменяется с изменением выхода усилителя, то каждому значению выходной мощности соответствует свой частный гистерезисный цикл.

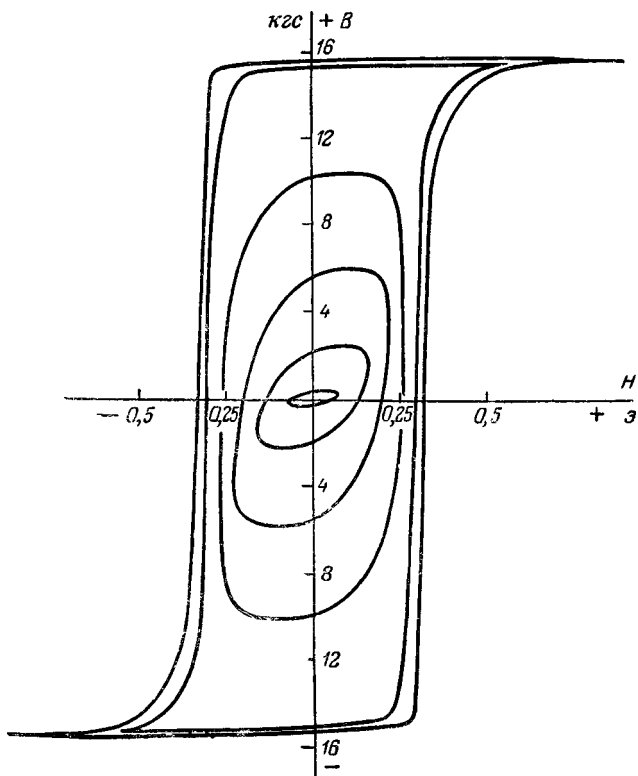


Рис. 5-16. Частные гистерезисные циклы сердечника из дельтамакса при синусоидальном потоке.

зисный цикл, который или не переходит в предельную петлю, или переходит в нее лишь при минимальной выходной мощности. Таким образом, семейство частных гистерезисных циклов при определенном виде возбуждения дросселя (например, синусоидальный ток или напряжение) имеет большое значение при проектировании

магнитного усилителя, так как оно дает достаточно верное представление об изменении магнитного состояния сердечника в реальной схеме.

Вид частных циклов, как и предельной петли, зависит от способа намагничивания и формы кривой намагничивающего напряжения или тока. На рис. 5-16 и 5-17 даны

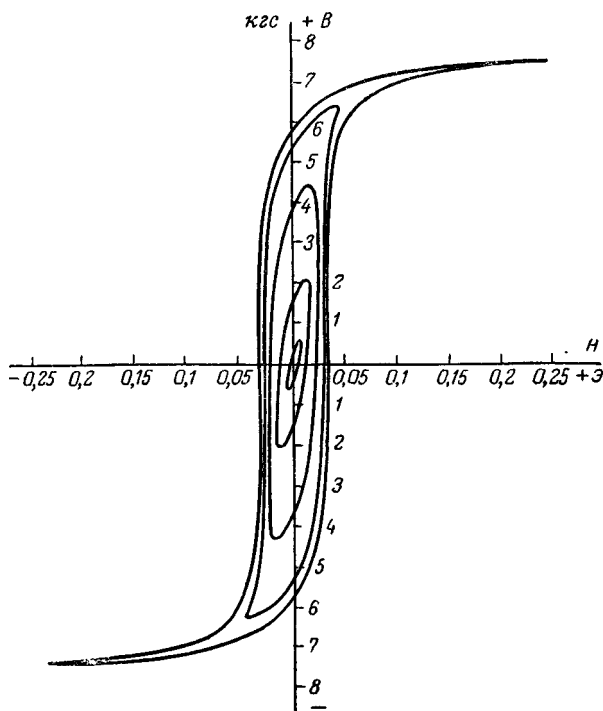


Рис. 5-17. Частные гистерезисные циклы сердечника из супермаллоя при синусоидальном потоке.

семейства гистерезисных петель для дельтамакса и супермаллоя при синусоидальном потоке. Дельтамакс имеет почти постоянный намагничивающий ток, так как при уменьшении напряжения на дросселе и индукции в сердечнике максимальные значения напряженности и тока остаются почти без изменения или уменьшаются значительно в меньшей степени, чем напряжение или поток. Дроссель с таким сердечником имеет нелинейную

вольт-амперную характеристику и его полное входное сопротивление при уменьшении на нем напряжения тоже уменьшается, но еще более резко. По этой причине дельтамакс редко применяется для сердечников трансформаторов связи и входных трансформаторов, где магнитная индукция изменяется в широких пределах, но может применяться в силовых трансформаторах, где магнитная индукция остается примерно постоянной.

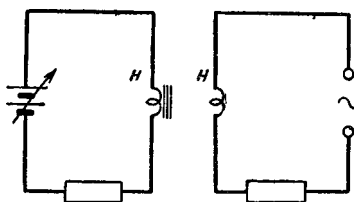


Рис. 5-18. Схема одновременного намагничивания сердечников постоянным и переменным токами.

Супермаллой, наоборот, имеет приблизительно линейные характеристики. Его частные гистерезисные петли представляют собой эллипсы, которые сохраняют свою форму и наклон, хотя и уменьшаются с уменьшением максимального значения индукции. Зависимость максимального

значения намагничивающего тока от максимального значения напряжения питания близка к линейной. Следовательно, входное сопротивление дросселя остается постоянным даже при малых значениях индукции и приложенного напряжения. В результате этого супермаллой может быть охарактеризован примерно постоянным значением магнитной проницаемости (наибольшим по сравнению с другими соответствующими сплавами), и он с успехом применяется для высококачественных звуковых и входных трансформаторов. В настоящее время это является, вероятно, основной областью применения этого материала, хотя он, как было упомянуто, очень подходит для маломощных каскадов магнитных усилителей.

Другую группу частных гистерезисных циклов можно получить с помощью схемы на рис. 5-18. Одна обмотка дросселя питается от источника синусоидального напряжения через ограничивающее сопротивление, а в цепи второй обмотки устанавливается постоянный по величине и по направлению ток смещения. Если синусоидальное напряжение источника поддерживать постоянным, а ток смещения изменять, то получится семейство частных гистерезисных петель, показанное для дельтамакса

на рис. 5-19 и для супермаллоя на рис. 5-20. Эти частные циклы довольно точно воспроизводят реальные гистерезисные циклы дросселей в некоторых схемах магнитных усилителей при изменении их выходной мощности.

В разных схемах при возрастании мощности выхода получаются разные частные циклы. Напряжение на дросселе, изменяющееся с частотой сети, определяет величину перепада индукции в сердечнике. Напряженность маг-

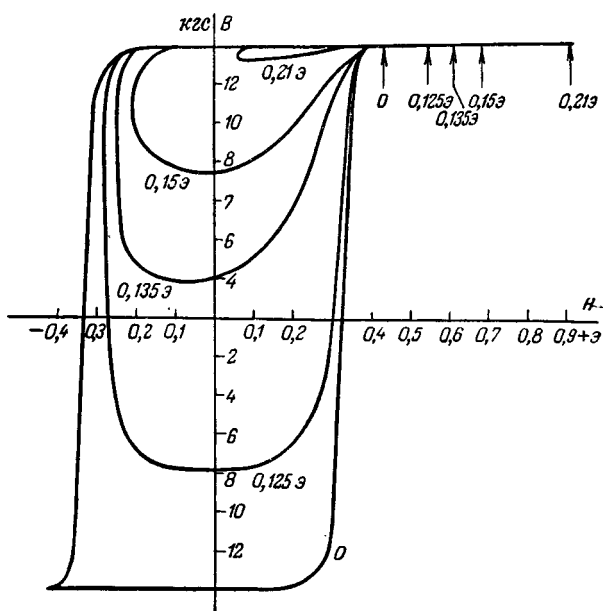


Рис. 5-19. Семейство частных циклов сердечника из дельтамакса при одновременном намагничивании постоянным и переменным токами ($f = 60$ гц). Около частных циклов указаны значения напряженности поля постоянного тока.

нитного поля, и, следовательно, соответствующий частный гистерезисный цикл для заданной мощности выхода зависит от потерь на гистерезис и вихревые токи. В каждой отдельной схеме дроссель магнитного усилителя оказывается под напряжением разного вида и ве-

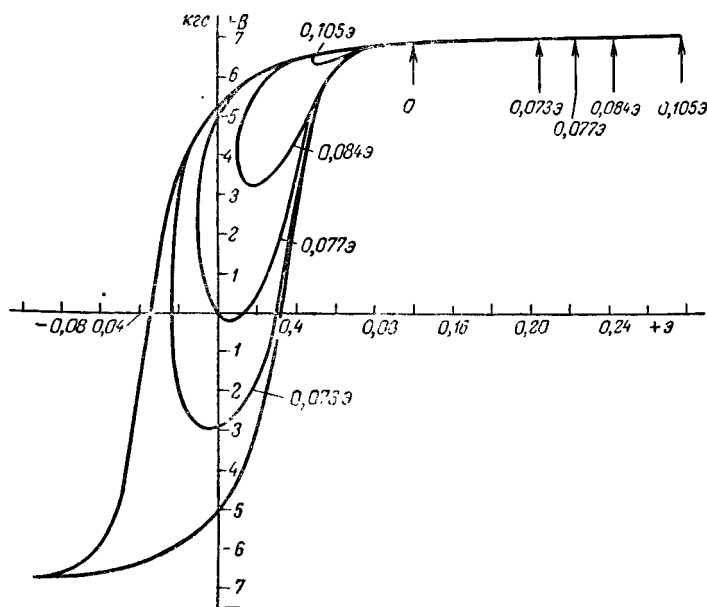


Рис. 5-20. Семейство частных циклов сердечника из супермаллоя при одновременном намагничивании постоянным и переменным током ($f = 60$ гц). Около частных циклов указаны значения напряженности поля постоянного тока.

личины. И каждому напряжению соответствует один единственный вид петли гистерезиса. Если эти гистерезисные петли будут заранее известны, то нетрудно будет определить вольт-амперные характеристики дросселя и предсказать, как будет работать схема.

ГЛАВА ШЕСТАЯ

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК СЕРДЕЧНИКА И ДРОССЕЛЯ

6-1. СЕРДЕЧНИК И ДРОССЕЛЬ

Магнитные характеристики материала сердечника представляют интерес для металлургов и для изготовителей сердечников. Для конструктора магнитных усилителей, основная задача которого — получение требуемой вольт-амперной характеристики данного дросселя, сер-

дечник имеет значение постольку, поскольку он оказывает влияние на эти характеристики. Кроме сердечника, на электрические характеристики дросселя влияют параметры обмотки. Все экспериментальные исследования магнитных усилителей в процессе их изготовления относятся только к дросселю, а магнитные свойства сердечника определяются косвенно по величине входного сопротивления дросселя.

6-2. НАПРЯЖЕНИЕ НАСЫЩЕНИЯ

До тех пор, пока максимальное значение индукции в сердечнике дросселя остается меньше индукции насыщения, намагничивающий ток, поступающий от источника, будет иметь относительно небольшую величину, определяемую шириной петли гистерезиса (рис. 3-5). Закон Фарадея, связывающий поток с напряжением, и уравнение трансформатора

$$U = 4,44\omega S f B_m 10^{-8}, \quad (3-42)$$

которое из этого закона вытекает, позволяют определить действующее значение напряжения для заданного максимального значения индукции в сердечнике.

Если напряжение на дросселе увеличивается при прочих неизменных условиях, то индукция также возрастает до тех пор, пока не достигнет значения $\pm B_s$. Дальнейшее увеличение напряжения на дросселе уже не вызовет увеличения индукции, так как материал сердечника дросселя достигнет своего предельного магнитного состояния — насыщения. В результате ток в дросселе резко возрастет и все напряжение питания будет идти на покрытие падений напряжения на внутреннем сопротивлении источника, на активном сопротивлении и индуктивном сопротивлении рассеяния насыщенного дросселя.

Если не учитывать падения напряжения на насыщенном дросселе, то, начиная с момента, когда индукция достигла индукции насыщения, напряжение на дросселе становится равным нулю. Так как после насыщения величина потокосцепления остается неизменной, то, следовательно, после насыщения никакой дополнительной вольт-секундной площади к дросселю уже не прикладывается. Это и объясняет резкое уменьшение напряжения на дросселе после насыщения, поскольку даже малая

величина мгновенного значения напряжения на дросселе вызвала бы приращение его вольт-секунд. Поясним это же несколько иным путем. Согласно закону Ленца напряжение пропорционально скорости изменения потока

$$u = w \frac{d\Phi}{dt} 10^{-8}. \quad (3-13)$$

После насыщения поток не может изменяться, поэтому правая часть уравнения (3-13) должна стать равной нулю. А это в свою очередь требует, чтобы напряжение

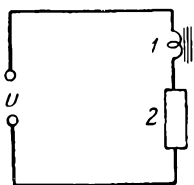


Рис. 6-1. Схема «перевозбужденного» дросселя ($U > 4,44 f w S B_m \times 10^{-8}$).

1 — дроссель; 2 — ограничивающее сопротивление.

на дросселе сразу же упало до величины, равной падению напряжения на его активном сопротивлении и сопротивлении рассеяния.

На схеме рис. 6-1 дроссель магнитного усилителя питается от источника синусоидального напряжения через ограничивающее ток сопротивление; параметры схемы таковы, что режим намагничивания соответствует намагничиванию при синусоидальном потоке. Кривые изменения напряжения, индукции и петля гистерезиса для случая «перевозбужденного» дросселя, когда напряжение

источника больше напряжения насыщения дросселя, показаны на рис. 6-2. На рис. 6-3 показаны кривые изменения напряжения источника питания, напряжений на дросселе и на ограничивающем сопротивлении за один период.

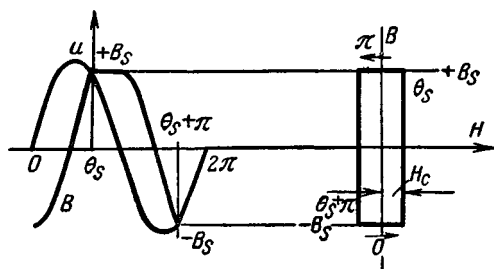


Рис. 6-2. Кривые изменения напряжения, индукции и петля гистерезиса, для «перевозбужденного» дросселя.

В интервале до насыщения индукция в сердечнике изменяется, и если петля гистерезиса близка к прямоугольной, кривая намагничивающего тока будет также приблизительно прямоугольной. Большая часть напряжения питания приходится на дроссель, так как падение напряжения на сопротивлении мало. В момент времени θ_s индукция достигает насыщения B_s , дроссель насыщается, и согласно закону Ленца напряжение на нем становится равным нулю. Все напряжение питания приложено к ограничивающему сопротивлению, и мгновенное значение тока возрастает до

$$i = \frac{u}{z}, \quad (6-1)^*$$

где u — мгновенное значение напряжения питания,
 z — полное остаточное сопротивление цепи после насыщения.

В рационально рассчитанном дросселе падение напряжения на нем после насыщения незначительно, поэтому в оставшуюся часть периода ток определяется только напряжением источника и активным сопротивлением и имеет синусоидальную форму. При изменении знака напряжения питания поток в итоге также изменяет свое направление на противоположное и до тех пор, пока не наступит насыщения при $\pi + \theta_s$ в дросселе протекает небольшой ток.

Угол θ_s называется углом «зажигания» или углом насыщения. Принято говорить, что дроссель при насыщении сердечника «зажигается», потому что в этот момент напряжение на нем падает до нуля и почти все напряжение питания ложится на внешние сопротивления схемы, которые в большинстве случаев являются ее

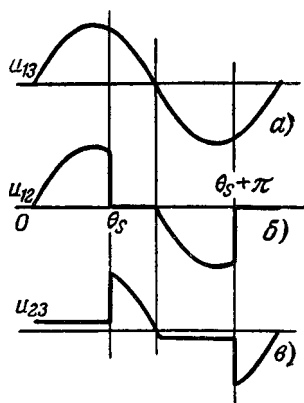


Рис. 6-3. Кривые напряжения на отдельных участках схемы, показанной на рис. 6-1.

a — напряжение питания; $б$ — напряжение на дросселе; $в$ — напряжение на сопротивлении.

* Форма записи (6-1) весьма условна. Она точна лишь в случае активного остаточного сопротивления. *Прим. ред.*

нагрузкой. Таким образом, роль дросселя сводится к роли особого выключателя, сопротивление которого изменяется от больших значений, определяемых значением намагничивающего тока и коэрцитивной силы, до малых значений, определяемых в основном активным сопротивлением. В этом отношении действие дросселя аналогично

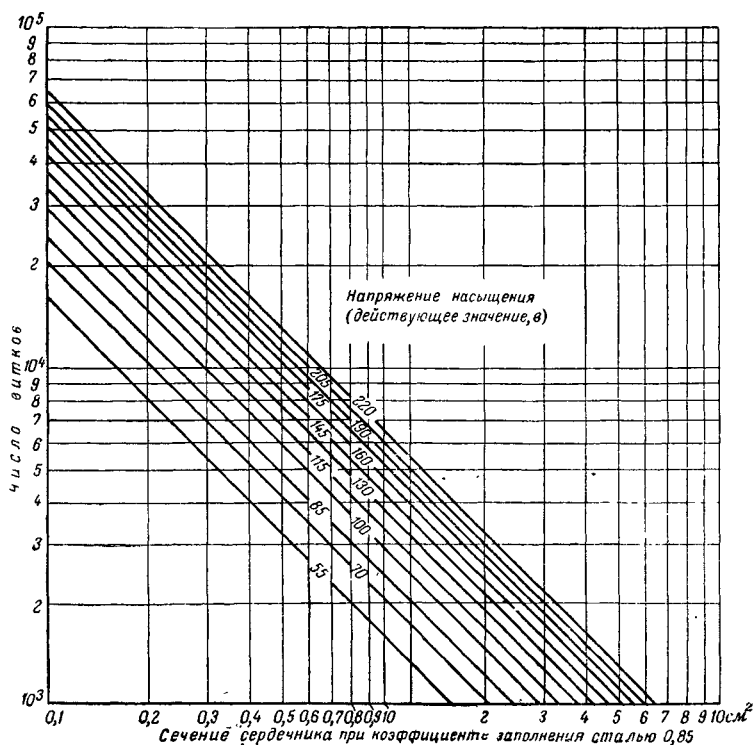


Рис. 6-4. Семейство кривых для сердечников из дельтамакса и ортонола, связывающих напряжение насыщения с частотой, сечением сердечника и числом витков катушки ($f = 60$ гц).

действию анодной цепи тиратрона, которая в зависимости от состояния газа в колбе представляет собой в течение положительного полупериода то очень большое, то очень малое сопротивление для тока нагрузки.

Напряжение насыщения и является основным параметром дросселя, который может быть с достаточной

точностью определен, если в уравнение трансформатора подставить значение индукции насыщения:

$$U_s = 4,4 \omega S f B_s \cdot 10^{-8}. \quad (6-2)$$

На рис. 6-4 и 6-5 приведены семейства кривых для материала дельтамакс, связывающих напряжение насыще-

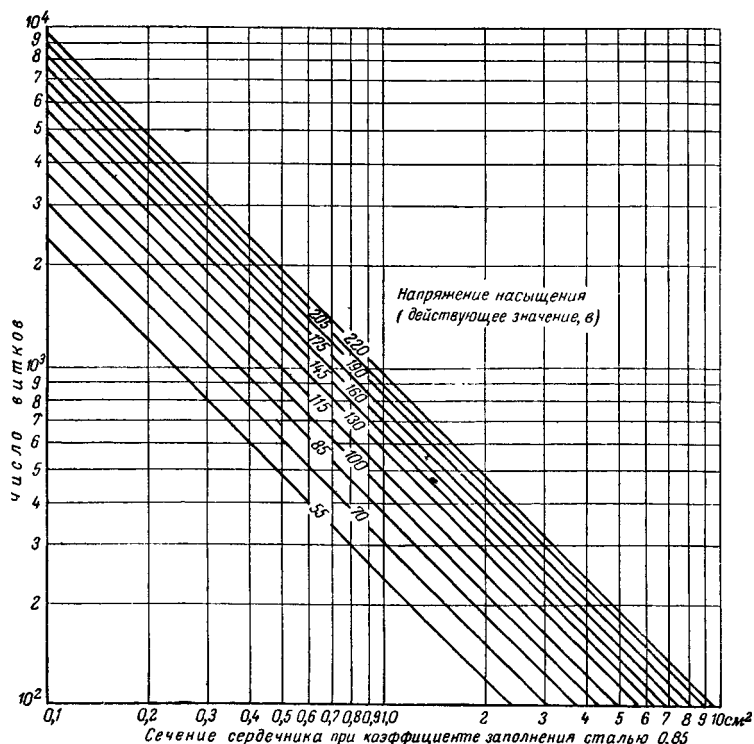


Рис. 6-5. Семейство кривых для сердечников из дельтамакса и ортонола, связывающих напряжение насыщения с частотой, сечением сердечника и числом витков катушки ($f = 400$ гц).

ния с частотой, сечением сердечника и числом витков катушки. Это напряжение может быть определено и опытным путем с помощью схемы, показанной на рис. 6-6. Испытываемый дроссель возбуждается от источника регулируемого напряжения и работает в режиме

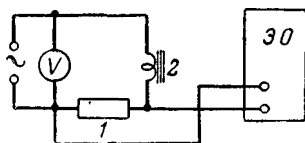


Рис. 6-6. Схема для измерения напряжения насыщения и намагничивающего тока.

1 — шунт; 2 — дроссель.

синусоидального потока. Падение напряжения на шунте подается на электронный осциллограф (э. о.), на экране которого, таким образом, получается изображение кривой намагничивающего тока. До тех пор, пока напряжение питания меньше напряжения насыщения, кривая тока для дельтамакса будет близка к прямоугольной. Когда напряжение питания станет равным напряжению насыщения, на заднем фронте кривой (рис. 6-7) появятся два небольших выброса; при этом вольтметр на зажимах источника покажет значение напряжения насыщения.

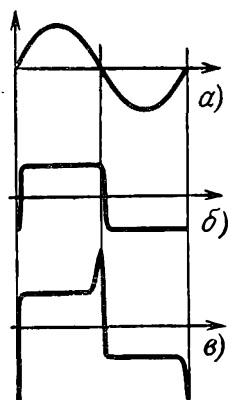


Рис. 6-7. Кривые напряжения питания (а) и намагничивающего тока до насыщения (б) и после насыщения (в)

6-3. НАМАГНИЧИВАЮЩИЙ ТОК

Намагничивающий ток дросселя, измеренный при определенном напряжении и частоте источника питания, является другим важным параметром дросселя. Семейство частных гистерезисных циклов показывает, что намагничивающий ток может изменяться в широких пределах в зависимости от степени возбуждения катушки. Однако наибольший интерес представляет петля, соответствующая коэрцитивной силе H_c , достигаемой при насыщении сердечника.

Так как форма гистерезисной петли зависит от способа намагничивания, то при измерении тока намагничивания следует учитывать ряд факторов. К ним относятся: метод намагничивания (синусоидальный поток или синусоидальный ток), величина напряжения или тока питания и частота. Намагничивающий ток при синусоидальном потоке может быть измерен по схеме на рис. 6-6

Напряжение питания повышается до тех пор, пока в кривой тока не появятся характерные для насыщения пики. Максимальное значение тока, измеренное в режиме непосредственно перед возникновением этих пиков, связано с коэрцитивной силой уравнением (3-14).

Напряжение насыщения U_S и намагничивающий ток I_m определяют вольт-амперную характеристику дросселя магнитного усилителя. Их отношение дает величину собственного полного сопротивления дросселя

$$z_s = \frac{U_S}{I_m}. \quad (6-3)$$

Это нелинейное сопротивление, характеризующее дроссель, сопоставляется обычно с сопротивлением внешней цепи. Когда дроссель не насыщен, то последовательно с нагрузкой оказывается включенным полное сопротивление дросселя z_s , которое после насыщения становится почти чисто активным. Таким образом, дроссель представляет собой переменное сопротивление, резко изменяющееся от одного значения к другому; при этом значения этих сопротивлений могут отличаться друг от друга в несколько сотен раз. Так как угол насыщения, при котором происходит это скачкообразное изменение сопротивления, может быть заранее определен, то мощность нагрузки может регулироваться изменением соотношения длительности интервалов за каждый полупериод, в течение которых сопротивление дросселя велико или мало. Этот своеобразный метод регулирования мощности нагрузки обеспечивает высокий к. п. д. дросселей. Подобно выключателю дроссель либо разомкнут, либо замкнут, и мощность, которая рассеивается в нем в каждом из этих состояний, мала по сравнению с мощностью нагрузки. Мощность нагрузки ограничивается только нагревом обмотки дросселя и внешней цепью.

6-4. ПЕТЛЯ ГИСТЕРЕЗИСА НА ПОСТОЯННОМ ТОКЕ

Петля гистерезиса на постоянном токе дросселя магнитного усилителя представляет собой петлю поток—ток, снятую при столь низкой частоте, что влияние вихревых токов пренебрежимо мало. Такая петля представляет интерес при проектировании магнитных усилителей, поскольку дает представление о собственно гистерезисном

эффекте в данном материале и служит основой для сравнения с петлями гистерезиса того же материала на переменном токе различной частоты. Разница между петлями на постоянном токе и переменном токе на какой-либо частоте является мерой влияния вихревых токов при данной толщине материала.

Теоретически петля гистерезиса на постоянном токе может быть снята при намагничивании дросселя переменным током очень низкой частоты. Однако на практике применяют метод снятия петли по точкам при постоянном токе с помощью установки, изображенной на рис. 6-8. На сердечник наматываются две обмотки, одна

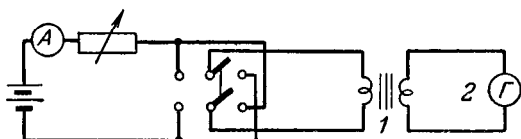


Рис. 6-8. Экспериментальное определение гистерезисной петли на постоянном токе.

1 — измерительная и намагничивающие обмотки, намотанные на испытываемый сердечник; 2 — баллистический гальванометр.

питается от источника постоянного тока последовательно с регулировочным сопротивлением и амперметром; полярность тока в обмотке изменяется с помощью переключателя; вторая обмотка соединяется с баллистическим гальванометром.

Баллистический гальванометр — магнитоэлектрическая система с подвижной катушкой, противодействующий момент которой создается нитью подвески, растянутой пружинами и имеющей малое трение. Колебания подвижной системы гальванометра, вызванные взаимодействием вращающего момента и момента инерции катушки, затухают вследствие трения катушки о воздух и наличия сопротивлений в цепях гальванометра и источника питания. Механические постоянные системы гальванометра выбраны такими, чтобы получить большой период резонансных колебаний. Если катушка гальванометра возбуждается импульсом напряжения, продолжительность которого очень мала по сравнению с величиной этого периода, то возникает кратковременный импульс вращающего момента; при этом катушка начи-

нает поворачиваться с некоторой угловой скоростью и будет продолжать вращаться и после того, как импульс напряжения станет равным нулю. Максимальное отклонение на шкале гальванометра будет пропорционально вольт-секундной площади импульса напряжения независимо от его формы. Если гальванометр присоединить к обмотке дросселя, поток которого затем получит небольшое приращение, то это изменение потока вызовет импульс напряжения на зажимах катушки гальванометра.

Приращение потока пропорционально вольт-секундной площади катушки и, следовательно, максимальное отклонение ее прямо пропорционально приращению потока в сердечнике дросселя. Приращение индукции может быть определено количественно, если учесть постоянные гальванометра и дросселя.

Для снятия петли гистерезиса при постоянном токе устанавливают с помощью регулировочного сопротивления величину тока такой, чтобы напряженность поля H была достаточной для насыщения сердечника. Переключателем несколько раз изменяют направление тока в обмотке; при этом сердечник несколько раз перемагничивается с перепадом индукции, равным $2B_s$. В результате в сердечнике устанавливается индукция, величина которой равна индукции насыщения B_s , а знак определяется направлением тока в катушке дросселя. Напряженность магнитного поля несколько больше значения коэрцитивной силы H_c . Это положение является исходным при снятии петли. Затем начинают уменьшать ток несколькими небольшими ступенями. До тех пор, пока сердечник насыщен, индукция остается равной индукции насыщения B_s , на катушке гальванометра не будет напряжения и, следовательно, не будет отклонения гальванометра. При некотором значении тока поток становится меньше потока насыщения и гальванометр отклоняется на величину, пропорциональную приращению потока. По записанным значениям тока и соответствующим отклонениям гальванометра вычисляются абсолютные значения напряженности поля и приращения индукции. Когда ток уменьшается до нуля, значение потока соответствует остаточной индукции B_r , и суммарное приращение индукции будет равно разности $B_s - B_r$. После этого изменяется направление тока и величи-

на его последовательно небольшими ступенями увеличивается до тех пор, пока отклонения гальванометра не станут равными нулю. Индукция становится равной индукции насыщения обратного знака — B_s . Таким образом, снимается одна половина петли гистерезиса. Далее направление тока снова изменяется на обратное и снимается вторая половина петли.

Приращения тока выбираются очень малыми, а промежутки времени между изменениями тока — достаточно большими, чтобы поток мог достичь установившегося значения. Гальванометр заранее градуируется в вольт-секундах. Полученные при измерении величины пересчитываются в напряженность поля и индукцию и по точкам строится петля гистерезиса при постоянном токе.

При разработке магнитных усилителей, как правило, нет необходимости снимать петлю гистерезиса при постоянном токе. Такие испытания обязательно делаются при изготовлении сердечников; данные испытаний публикуются и помогают при выборе материала для сердечников магнитных усилителей. Различие между петлями, снятыми при постоянном токе (статическая петля) и при переменном токе данной частоты (динамическая петля), очень показательное: хотя значения индукции насыщения в обоих случаях примерно одинаковы, коэрцитивная сила на статической петле значительно меньше, чем на динамической петле. Это свидетельствует о том большом влиянии, которое оказывают потери от вихревых токов на характеристики материалов для сердечников магнитных усилителей.

6-5. ДИНАМИЧЕСКАЯ ПЕТЛЯ ГИСТЕРЕЗИСА

Динамическая петля, снятая при данной частоте, более важна и более тесно связана с характеристикой сердечника в схеме магнитного усилителя, чем статическая петля. Знание динамической петли часто облегчает анализ работы магнитного усилителя. Снять эту петлю можно с помощью простых экспериментальных средств.

Динамическая петля представляет собой график зависимости мгновенных значений индукции B от напряженности магнитного поля H в диапазоне частот от 60 гц до нескольких тысяч герц. Для снятия петли с успехом применяется электронный осциллограф с дополнитель-

ными устройствами, преобразующими величины H и B в пропорциональные им напряжения.

Полная схема для снятия петли показана на рис. 6-9 [Л. 16]. Дроссель может питаться либо от источника синусоидального напряжения, либо от источника синусоидального тока. На горизонтальные пластины осциллографа подается напряжение с низкоомного шунта, по которому проходит намагничивающий ток. Таким образом, отклонения по оси x на экране осциллографа будут пропорциональны мгновенным значениям напряженности H . Напряжение на дросселе пропорционально скорости изменения потока. Однако, если это напряжение проинтегрировать, то ординаты полученной при этом кривой будут пропорциональны потоку и индукции. Интегрирующим устройством может служить однозвенный фильтр RC , постоянная времени которого очень велика по сравнению

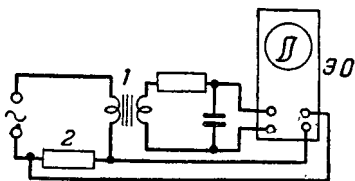


Рис. 6-9. Экспериментальное определение динамической петли гистерезиса.

1 — испытываемый дроссель; 2 — шунт.

нию с периодом частоты питающего напряжения, а входное сопротивление значительно больше сопротивления рассеяния дросселя z_s . Выход интегратора подается на вертикальные пластины осциллографа, и его луч чертит на экране динамическую петлю, которая может быть, если требуется, сфотографирована.

Подобный метод измерения очень прост и дает возможность легко получить семейство предельной и частных динамических петель. Часто можно таким же образом наблюдать динамическую петлю дросселя магнитного усилителя в реальных условиях, не нарушая работы усилителя. Это очень важно при опытном исследовании схемы магнитного усилителя в процессе его разработки.

Осциллограмма дает форму петли, масштабы по обеим осям могут быть получены расчетным путем. Шкала магнитной индукции (ось y) градуируется следующим образом: измеряется напряжение на катушке дросселя, а затем с учетом формы кривой этого напряжения по закону Фарадея и уравнению трансформатора определяется максимальное значение индукции. Градуировка

бси x производится путем измерения величины намагничивающего тока и определения по ней напряженности поля обычным способом.

Достоинство метода электронного осциллографа состоит в его простоте, его слабое место — в относительно низкой точности. Для проектировщика магнитных усилителей, который использует эту методику для оценки характеристик схемы, часто не требуется большой точности, но для изготовителей сердечников эта точность очень важна, так как на основе таких или подобных испытаний устанавливаются публикуемые характеристики сердечников. В связи с этим была разработана автоматическая установка для снятия и записи динамической петли сердечника. Этот метод основан на тех же принципах, что и метод измерения с помощью электронного осциллографа, но установка включает в себя дополнительные устройства, необходимые для передвижения пера самописца в координатах $x-y$ [Л. 17, 18].

6-6. ВЛИЯНИЕ ОБМОТКИ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ДРОССЕЛЯ

Петля гистерезиса дросселя может отличаться от петли собственно сердечника. Эта разница может быть обусловлена явлениями, возникающими в процессе изготовления обмотки дросселя, и в частности, характеристиками самих обмоток. Отличие реальных кривой намагничивающего тока и динамических петель готового дросселя от ожидавшихся в соответствии с характеристиками сердечника может свидетельствовать о неисправности в обмотке или других дефектах в изготовлении дросселя.

Чрезмерные механические напряжения в сердечнике ухудшают его магнитные свойства. Эти напряжения могут явиться следствием слишком большого давления, которое испытывает сердечник, когда он зажимается для намотки в обмоточной машине. Применение защитных феноловых и алюминиевых кожухов для ленточных сердечников уменьшает возможность механических воздействий, но не исключает их в процессе намотки.

При более высоких частотах, обычно выше 400 гц, начинает заметно сказываться влияние распределенных емкостей. Это влияние особенно проявляется в случае тороидальных сердечников из материалов, обеспечивающих высокий коэффициент усиления, с обмоткой с боль-

шим числом витков тонкой проволоки. Намагничивающий ток в таких тороидах весьма мал, но емкостные токи могут быть настолько велики, что они полностью «маскируют» намагничивающий ток. Поэтому, как кривая намагничивающего тока, так и динамическая петля могут совершенно отличаться от соответствующих кривых, обусловленных только магнитными свойствами самого сердечника.

Короткое замыкание витков — обычный вид повреждения при изготовлении тороидальных дросселей, так как в этом случае исключается применение изоляции между слоями. Кроме того, обмотка накладывается с большой скоростью и возможно, что внутри катушки один или несколько отдельных витков будут намотаны с излишним натяжением. Повреждение в обмотке может произойти сразу же или после ряда расширений и сжатий, вызванных колебаниями температуры. Если изоляция повреждена, то происходит короткое замыкание витка самого на себя или на соседний виток. Ток в закороченной петле относительно велик и связан с общим током катушки через отношение полного числа витков обмотки к числу закороченных витков. В результате такого короткого замыкания увеличивается намагничивающий ток и, следовательно, расширяется петля гистерезиса.

Наличие закороченных витков легко обнаруживается по их влиянию на намагничивающий ток. Если кривую тока дросселя с короткозамкнутыми витками рассмотреть на экране осциллографа (рис. 6-6), то можно заметить, что она имеет иную форму и большую амплитуду, чем в случае исправного дросселя. Это относится как к материалам, обеспечивающим высокое усиление, так и к материалам с большим коэффициентом прямоугольности.

Сопротивление короткозамкнутых витков в основном активное, и токи короткого замыкания в витках синусоидальны. Это обуславливает синусоидальную составляющую в кривой намагничивающего тока, наличие которой легко обнаружить, так как намагничивающий ток сердечников из материалов обоих типов резко несинусоиден. Типичные кривые намагничивающего тока для сердечника из материала с большим коэффициентом прямоугольности для исправной обмотки дросселя

и обмотки, имеющей короткозамкнутые витки, показаны на рис. 6-10. При наличии короткозамкнутых витков на кривую тока исправного дросселя, имеющую прямоугольную форму, накладывается синусоидальная составляющая. Кроме того, увеличение намагничивающего тока из-за короткозамкнутых витков вызывает заметное расширение петли гистерезиса.

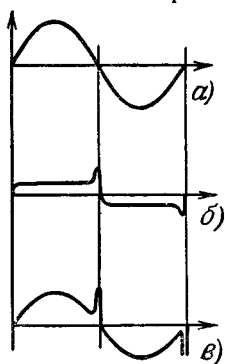


Рис. 6-10. Влияние закороченных витков на форму кривой намагничивающего тока.

а — напряжение питания;
б — намагничивающий ток исправного дросселя; в — намагничивающий ток при наличии закороченных витков.

Некоторые типы обмоток дросселя увеличивают индуктивность рассеяния. Поток рассеяния в тороидальном сердечнике обычно мал и поэтому при сравнительно низких частотах питания индуктивностью рассеяния практически можно пренебречь. Однако при частотах порядка килогерц индуктивное сопротивление рассеяния становится значительным. Поэтому здесь играет важную роль тип обмотки, поскольку от него зависит величина потока рассеяния. Сопротивление рассеяния при таких высоких частотах влияет как на форму кривой намагничивающего тока, так и на форму гистерезисной петли, так как наличие его эквивалентно включению линейной индуктивности

последовательно с нелинейной индуктивностью обмотки дросселя.

6-7. ПРОИЗВОДСТВЕННЫЙ КОНТРОЛЬ

Изготовленный дроссель должен быть испытан в порядке производственного контроля. Дроссель — сердечник и обмотки — подвергается этим испытаниям с тем, чтобы убедиться, что этот законченный элемент будет хорошо работать в схеме магнитного усилителя, для которого он и был первоначально спроектирован.

Самое простое испытание состоит в измерении сопротивления постоянному току каждой обмотки в холодном состоянии. Легче всего обнаружить обрыв катушки, который произошел в процессе намотки. Данные завода-изготовителя и опыт определяют диапазон значений

сопротивления каждой обмотки постоянному току. Если измеренное значение сопротивления не укладывается в этот диапазон, то катушка переходит в разряд сомнительных. При этом она может оказаться намотанной проводом не того сечения или иметь не то число витков, которое требуется. Можно обнаружить также закороченные витки, если они представляют значительную часть витков катушки. Обмотки дросселя магнитного усилителя должны в процессе работы выдерживать определенную величину максимального напряжения. Принято испытывать катушки на пробивное напряжение, в несколько раз превышающее максимальное рабочее напряжение, с тем, чтобы иметь в производстве некоторый коэффициент запаса, а также, чтобы своевременно выявить слабое место, которое в будущем может стать местом пробоя. Испытание производится напряжением переменного тока, и продолжительность его строго определена. Например, небольшой тороид с внешним диаметром 37 мм с тремя обмотками, рассчитанными на рабочее напряжение 110 в, испытывается напряжением между обмотками в 1 000 в в течение 1 мин.

Как уже было отмечено, короткое замыкание витков представляет серьезную производственную проблему. Поэтому производственный контроль должен предусматривать способы определения этого вида повреждения. Одним из эффективных способов является наблюдение кривых намагничивающего тока, аналогичных кривым на рис. 6-10, с помощью установки по рис. 6-6. Одновременно могут быть обнаружены дефектные сердечники, поскольку характеристики сердечника влияют на форму кривой намагничивающего тока.

Если дроссель имеет несколько обмоток, то принято проверять отношение числа их витков. Это служит проверкой точности намотки. К тому же в некоторых магнитных усилителях числа витков каждой обмотки должны быть выдержаны с высокой точностью. Схема установки для определения числа витков обмоток показана на рис. 6-11. Одна из обмоток дросселя здесь принимается за образцовую, другая — за проверяемую и определяется отношение напряжений на них. Напряжение, индуктированное во второй обмотке, уравнивается напряжением с точного делителя напряжения или какого-либо другого подобного устройства. Тогда число вит-

ков проверяемой обмотки очень точно определится в процентном отношении от числа витков образцовой. Точность испытаний на этой установке может достигать десятых долей процента.

Часто требуется контролировать размеры готового

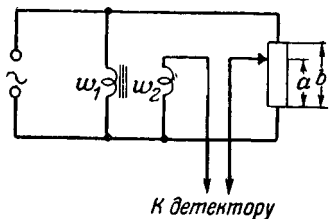


Рис. 6-11. Схема установки для определения числа витков обмоток $\left(w_1 > w_2; \text{ при равно-} \right.$
 $\left. \text{весии } \frac{w_2}{w_1} = \frac{a}{b} \right).$

дросселя. Эта проверка, хотя и не входит в электрические испытания, имеет большое практическое значение, так как современные дроссели и тороидальные сердечники все в возрастающем количестве применяются в малогабаритном оборудовании. Дроссель с размерами, превышающими только на 1,5 мм требуемые, может оказаться непригодным. В этом отношении изготовление то-

роидальных дросселей связано с наибольшими трудностями, так как их намотка особенно беспорядочна и, если они не наматываются с одинаковой скоростью на одном и том же станке, то разница в их размерах может оказаться недопустимой.

ГЛАВА СЕДЬМАЯ

ДРОССЕЛЬ НАСЫЩЕНИЯ

7-1. ВВЕДЕНИЕ

Появление дросселя насыщения — первого магнитного усилителя, относится к началу XX в. Он представляет собой простейший вариант усилителя, в котором усиление мощности и управление одновременно осуществляются лишь с помощью дросселя. Попытки улучшить дроссель насыщения и расширить диапазон его применения привели к созданию более совершенных магнитных усилителей, принцип действия которых в ряде случаев коренным образом отличается от принципа действия дросселя насыщения.

В самом начале дроссель насыщения применялся в качестве модулятора между угольным микрофоном и искровым передатчиком. В дальнейшем усилители на электронных лампах заменили дроссель насыщения в устройствах связи, но он нашел себе применение в промышленности, где требовался надежный в работе усилитель мощности со сравнительно невысоким коэффициентом усиления, но с большим сроком службы. Наибольшее распространение получило применение дросселя насыщения для управления большими мощностями осветительных нагрузок, электрических печей и двигателей. При управлении малыми мощностями дроссель насыщения с успехом применялся в цепях небольших исполнительных двигателей в качестве модулятора, преобразующего сигналы постоянного тока в сигналы переменного тока, как чувствительный элемент в магнитном компасе, как усилитель для термопар и подобных им источников постоянного тока. Современные магнитные усилители не вытеснили дроссель насыщения, напротив, его простота и присущая ему надежность в работе сделали его применение наиболее целесообразным во многих из указанных выше случаев [Л. 19].

Было разработано много вариантов дросселя насыщения, но всем им свойственны некоторые общие черты. Собственно магнитный усилитель состоит из дросселей с сердечниками из специальных магнитных материалов. Усиление объясняется свойством дросселя резко изменять свое сопротивление при насыщении сердечника. Управление осуществляется с помощью постоянного тока, протекающего в управляющих обмотках, от источника управляющего сигнала.

Источником энергии для дросселя насыщения и его нагрузки служит достаточно мощный источник (сеть) переменного тока. Дроссель насыщения работает как синхронный ключ, полное сопротивление которого резко изменяется в течение каждого полупериода напряжения питания. Когда дроссель не насыщен, его сопротивление z_s велико по сравнению с сопротивлением нагрузки, и в нагрузку поступает из сети лишь очень небольшая мощность. Однако при насыщении («зажигании») дросселя его сопротивление резко падает и почти все напряжение питания прикладывается к нагрузке. Управляющее напряжение или ток определяет тот момент в пределах

полупериода, когда наступает насыщение дросселя и таким образом управляет величиной средней мощности, поступающей в нагрузку. На рис. 7-2 показаны типичные кривые напряжений питания, на дросселе и на нагрузке для рабочей цепи дросселя насыщения (рис. 7-1) в течение положительного полупериода. В интервале $0-t_s$ дроссель не насыщен, и все напряжение питания приложено к дросселю; в на-

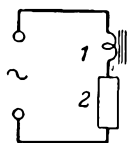


Рис. 7-1. Рабочая цепь простого дросселя насыщения.
1—дроссель;
2—нагрузка.

грузке не выделяется почти никакой мощности (пренебрегая намагничивающим током). В момент t_s сердечник насыщается, напряжение на дросселе резко падает, и все напряжение питания, за исключением очень небольшого падения напряжения на насыщенном дросселе, прикладывается к нагрузке. От момента t_s до момента t_π нагрузка как бы подключена непосредственно к сети и совершается полезная работа.

Основная задача управления дросселем насыщения состоит в том, чтобы управлять временем t_s с помощью электрического сигнала, мощность которого много меньше средней мощности нагрузки. При этом данное устройство будет являться усилителем. Чем меньше мощность управляющего сигнала, тем выше коэффициент усиления по мощности дросселя насыщения. Момент времени t_s может быть выражен с помощью угла θ_s , который численно равен числу градусов той части полупериода, в течение которой дроссель не насыщен и поток его изменяется. Полезно ввести также понятие угла проводимости

$$\theta_{пр} = \pi - \theta_s, \quad (7-1)$$

соответствующего длительности той части полупериода, в течение которой по нагрузке проходит ток. На рис. 7-3

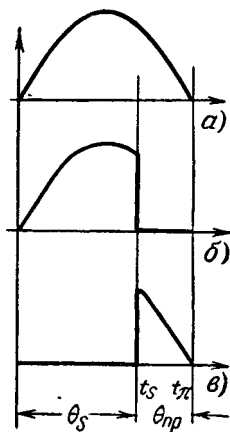


Рис. 7-2. Кривые напряжений.
а—питания; б—на дросселе; в—на нагрузке.

показаны кривые напряжения на нагрузке в схеме по рис. 7-1 для трех различных значений углов θ_s и $\theta_{пр}$. По мере увеличения угла проводимости среднее значение тока и мощность нагрузки возрастают.

На этом принципе основывается работа всех дросселей насыщения; они отличаются только схемами управления и видом нагрузки. Сердечники дросселей насыщения изготавливаются кольцевой или прямоугольной формы. Дроссели насыщения изготавливаются на выходные мощности от долей ватта до нескольких киловатт. Процессы, происходящие в дросселях насыщения, и их характеристики обычно могут быть рассчитаны аналитически, однако получаемые при этом выражения подчас довольно громоздки.

Кривые напряжения, показанные на рис. 7-3, резко отличаются от кривых выходного сигнала линейных усилителей на электронных лампах или транзисторах, имеющих чисто синусоидальную форму, или от сглаженной кривой выходного сигнала постоянного тока электромашинного усилителя (амплитудина). При данном методе управления током, в результате которого имеет место искажение формы кривой, всегда возникают те или иные трудности, связанные с нагрузкой. Если, например, напряжение, кривая которого показана на рис. 7-3, подается на якорь двигателя постоянного тока, то развиваемый двигателем момент пропорционален только постоянной составляющей напряжения, наличие переменной составляющей приводит лишь к увеличению потерь от вихревых токов и гистерезиса в меди и стали якоря двигателя. Для двигателя большой мощности увеличение нагрева, вызванное этими дополнительными потерями, приводит к снижению номинальной мощности, в противном случае произойдет недопустимое повышение температуры в машине. Аналогично, если напряжение подобной формы подается на реле, индуктивность катушки которого достаточно велика, то потребуются фильтры или

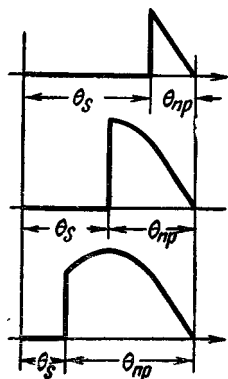


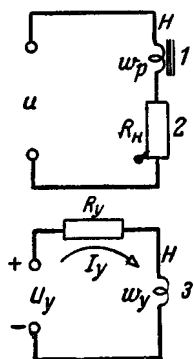
Рис. 7-3. Кривые напряжения на нагрузке для разных значений угла проводимости.

так называемые обратные вентили, иначе в катушке реле из-за действия э. д. с. самоиндукции будет очень небольшая постоянная составляющая тока. Такое напряжение может быть подано на управляющую обмотку двухфазного сервомотора, но в этом случае вращающий момент пропорционален только основной гармонике, а высшие гармоники и постоянная составляющая тратятся снова лишь на нагрев обмотки двигателя.

Таким образом, дроссель насыщения, так же как и другие магнитные усилители, может работать на многие виды нагрузок, но при этом необходимо учитывать то влияние, которое оказывает искаженная форма кривой на выходе дросселя на данную нагрузку. Учет данного влияния усложняет применение подобных усилителей, но все это вполне компенсируется их исключительными характеристиками, позволяющими применять их для управления большими мощностями при высоком к. п. д.

7-2. ДРОССЕЛЬ НАСЫЩЕНИЯ С ОДНИМ СЕРДЕЧНИКОМ

Простейший дроссель насыщения, показанный на рис. 7-4, не имеет большого практического значения и в данном случае служит только для иллюстрации общего аналитического метода расчета. Дроссель имеет



две обмотки: одну для управления и одну рабочую — в цепи нагрузки. Обмотка управления питается от источника постоянного тока с большим сопротивлением, а рабочая обмотка соединяется последовательно с нагрузкой и источником питания переменного тока. Обе обмотки имеют одинаковое число витков. В этой схеме нагрузка питается переменным током, а момент насыщения t_s управляется постоянным током в управляющей обмотке. Сопротивление в цепи управления ограничивает величину индуктированных в ней из рабочей цепи токов. При этом сопротивление z_s ненасыщенного дросселя остается достаточно большим.

Рис. 7-4. Схема простейшего дросселя насыщения.
1 — рабочая обмотка;
2 — нагрузка; 3 — управляющая обмотка.

Напряжение питания и числа витков ω_y и ω_p выбираются из такого расчета, чтобы при отсутствии тока в управляющей обмотке ($I_y=0$) максимальное значение индукции B_m , определяемое из уравнения трансформатора, не превышало значения индукции насыщения B_s . На рис. 7-4 управляющий ток входит в начало обмотки управления. Если питание рабочей цепи отключено, индукция в сердечнике возрастает до $+B_s$ и остается далее неизменной.

Однако в нормальных условиях при питании рабочей цепи от сети переменного тока дроссель должен периодически перемагничиваться. Тогда при данном направлении тока I_y следует полагать, что к концу положительного полупериода напряжения питания, когда намагничивающие силы обеих обмоток складываются, сердечник уже будет насыщен.

На рис. 7-5 приведены кривые напряжений питания, на дросселе и на нагрузке в схеме по рис. 7-4. Рабочая петля гистерезиса показана на рис. 7-6. Анализируя процессы в данной схеме, можно связать магнитные величины в сердечнике, представленные петлей гистерезиса, с кривыми напряжения и тока.

В момент t_0 непосредственно перед изменением знака напряжения питания сердечник насыщен, так как в предшествующий полупериод поток в нем создавался совместным действием положительных вольт-секунд напряжения питания и положительного тока управления. Если пренебречь падением напряжения в насыщенном дросселе, то мгновенное значение тока, протекающего через рабочую обмотку и нагрузку, равно

$$i_H = \frac{u}{R_H}. \quad (7-2)$$

Форма тока та же, что и у напряжения питания, — синусоидальная. Пока сердечник насыщен, рабочий ток i_H не

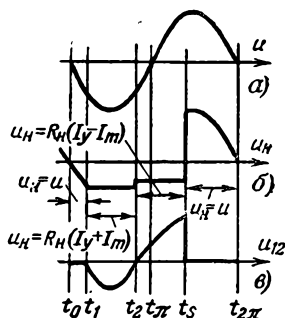


Рис. 7-5. Кривые напряжений в схеме, показанной на рис. 7-4.

а — питания u ; б — на дросселе u_H ; в — на нагрузке u_{12} .

зависит от тока управления I_y . При перемене знака напряжения питания непосредственно после момента t_0 сердечник остается еще насыщенным и ток i_H по-прежнему определяется уравнением (7-2). Однако полярность его изменяется вместе с изменением полярности напряжения питания, и соответствующая ему намагничивающая сила направлена теперь противоположно намагничивающей силе тока управления. Поэтому результирующая напряженность поля в сердечнике

$$H = \frac{0,4\pi\omega_p(I_y - i_H)}{l}. \quad (7-3)$$

По мере возрастания отрицательного напряжения питания ток i_H по абсолютной величине тоже возрастает,

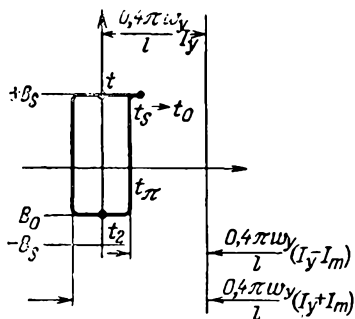


Рис. 7-5. Рабочая петля гистерезиса в простейшем дросселе насыщения.

селе было пренебрежимо мало. Начиная с момента t_1 , изменение потока согласно закону Фарадея определяется напряжением на дросселе, которое меньше напряжения питания на величину падения напряжения на нагрузке. Чтобы поток мог уменьшаться, изменяясь соответственно левой стороне петли, необходимо, чтобы напряженность поля была равна $-H_m$, так как это определяет единственно возможное магнитное состояние материала. Если обозначить через I_m значение тока, соответствующее напряженности

$$H_m = \frac{0,4\pi\omega_p I_m}{l}, \quad (7-4)$$

то тогда очевидно, что ток в рабочей цепи должен быть равен сумме $I_y + I_m$, поскольку лишь в этом случае результирующая напряженность будет равна H_m , как это требуется при данной петле гистерезиса. Кроме того, этот ток должен иметь постоянную величину, так как обе его составляющие, I_y и I_m , остаются неизменными в этом интервале. Напряжение на нагрузке равно $R_n(I_y + I_m)$, а напряжение на рабочей обмотке дросселя равно разности между напряжением питания в отрицательный полупериод и постоянным напряжением на нагрузке. Кривые всех этих напряжений даны на рис. 7-5.

В момент t_2 напряжение питания снова делается равным $R_n(I_y + I_m)$ и мгновенное значение напряжения на рабочей обмотке дросселя падает до нуля.

Вольт-секунды, приложенные к рабочей обмотке в интервале $t_1 - t_2$ (см. соответствующую площадь кривой напряжения на дросселе на рис. 7-5), определяют изменение индукции от $+B_s$ до B_0 . Начиная с момента t_2 , индукция не может упасть ниже значения B_0 , так как теперь напряжение питания меньше падения напряжения на нагрузке и их разность — напряжение на рабочей обмотке дросселя — становится положительной и вызывает изменение индукции в направлении к $+B_s$. Магнитное состояние соответствует при этом правой ветви петли с напряженностью H_m . Поскольку управляющий ток I_y продолжает протекать через обмотку управления, то ток в рабочей цепи должен удовлетворять следующему соотношению:

$$i_n = I_y - I_m. \quad (7-5)$$

Таким образом, в момент t_2 ток в рабочей цепи резко уменьшается на величину $2I_m$ и остается таким до тех пор, пока сердечник снова не станет насыщенным при $B = +B_s$. Это насыщение произойдет в момент времени t_s . В интервале $t_s - t_1$ напряжение на рабочей обмотке снова упадет до нуля, а ток в нагрузке будет определяться напряжением питания в соответствии с уравнением (7-2).

Необходимо отметить некоторые моменты, имеющие важное значение для последующего количественного анализа. Приращение магнитной индукции в точности равно длине боковых ветвей петли, вдоль которых происходило изменение магнитного состояния. Поэтому

вольт-секунды рабочей обмотки в интервале t_1-t_2 и в интервале t_2-t_s должны быть равны и противоположны по знаку, вследствие этого напряжение на обмотке не может иметь постоянной составляющей, что и естественно, так как в схеме отсутствуют выпрямительные элементы. Аналогично и напряжение на нагрузке не имеет постоянной составляющей (вольт-секундные площади кривой напряжения на нагрузке над и под осью времени должны быть равны).

Сущность описанного метода управления становится более понятной, если рассмотреть изменение тока нагрузки в интервале t_1-t_s . При малом токе I_y ток в нагрузке и вольт-секунды на нагрузке в этом интервале также малы. Поскольку вольт-секундные площади противоположного знака должны быть равны, при уменьшении тока I_y момент насыщения t_s сдвигается в сторону $t_{2\pi}$ и, таким образом, уменьшается вольт-секундная площадь над осью времени. Увеличение тока I_y сдвигает момент насыщения t_s влево, увеличивая этим угол проводимости и действующее значение тока нагрузки.

Исходя из представленной качественной картины работы схемы, можно получить математическое выражение для коэффициента усиления по мощности. Этот коэффициент невелик из-за потерь в добавочном сопротивлении R_y , и поэтому схема имеет небольшую практическую ценность. Однако на примере этой схемы легко проиллюстрировать аналитическую связь между магнитными и электрическими величинами и показать, как на основании этой связи строится метод анализа по точкам и определяются процессы в схеме.

7.3. ДРОССЕЛЬ НАСЫЩЕНИЯ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ СОЕДИНЕНИЕМ РАБОЧИХ ОБМОТОК. УСИЛЕНИЕ ПО МОЩНОСТИ

Сопротивление цепи управления дросселя насыщения с одним сердечником должно быть велико по сравнению с собственным полным сопротивлением обмотки z_s . При этом величина тока, трансформированного в управляющую цепь из рабочей цепи в ненасыщенном состоянии сердечника, сводится до минимума и обеспечивается достаточно малая мощность в нагрузке при отсутствии управляющего сигнала. Последнее обстоятельство

имеет важное значение, так как в любом усилителе стремятся иметь по возможности большим отношение максимальной мощности выхода к минимальной. Если сопротивление цепи управления относительно невелико, то при отсутствии управляющего сигнала постоянного тока рабочий ток будет равен:

$$i_n = I_m + \frac{u}{R_y \left(\frac{\omega_y}{\omega_p} \right)^2}. \quad (7-6)$$

Второй член этого выражения представляет собой приведенный к рабочей цепи ток в обмотке управления. Если произведение $R_y \left(\frac{\omega_y}{\omega_p} \right)^2$ не будет достаточно велико по сравнению с сопротивлением нагрузки, то эта составляющая тока будет значительной и усилитель будет работать очень плохо.

Однако два таких дросселя, соединенных, как показано на рис. 7-7, дают дроссель насыщения, который может работать при большом диапазоне сопротивлений управляющей цепи. Такая схема называется дросселем насыщения с последовательным соединением рабочих обмоток. Рабочие обмотки соединены последовательно-согласно, а управляющие — последовательно-встречно.

Эта схема обладает следующими важными характеристиками:

1. Схема является однотактной — неперверсивной и дает на выходе переменный ток или при наличии в рабочей цепи выпрямителей постоянный ток одной полярности.

2. Когда управляющее напряжение U_y равно нулю, оба сердечника не насыщаются и перемагничиваются по частным, симметричным гистерезисным петлям, ток на выходе минимален.

3. Когда напряжение U_y не равно нулю, то сердечники попеременно насыщаются в соответствующие полу-

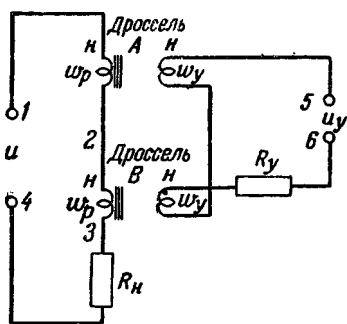


Рис. 7-7. Дроссель насыщения с последовательным соединением рабочих обмоток.

периоды напряжения питания и в нагрузку поступает соответствующая мощность.

4. Действие схемы в течение каждого полупериода одинаково; при перемене знака напряжения питания дроссели как бы меняются ролями.

На рис. 7-8 показаны частные гистерезисные петли для случая, когда управляющее напряжение равно нулю. На рис. 7-9 показаны петли для некоторого значения

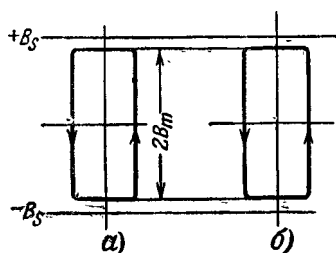


Рис. 7-8. Частные циклы для случая, когда управляющее напряжение равно нулю.

а — дроссель А; б — дроссель В.

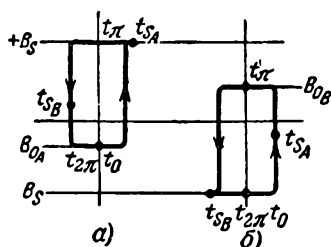


Рис. 7-9. Частные циклы при наличии сигнала управления.

а — дроссель А; б — дроссель В.

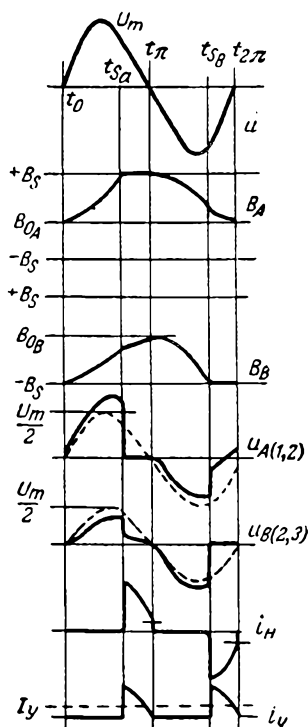


Рис. 7-10. Кривые изменения напряжений и тока в установившемся режиме.

напряжения U_y , отличного от нуля; кривые изменения напряжений и тока в зависимости от времени даны на рис. 7-10. Ниже дается описание работы схемы.

1. Если к зажиму 5 (рис. 7-7) подается плюс управляющего напряжения, то сердечник А насыщается в по-

ложительный полупериод, а сердечник B — в отрицательный полупериод.

2. В момент времени t_0 в сердечнике A индукция равна B_{0A} , а в сердечнике B индукция равна $-B_S$.

3. В интервале $t_0 - t_{SA}$ индукция каждого сердечника стремится к значению $+B_S$. Управляющее напряжение складывается с напряжением на рабочей обмотке A и вычитается из напряжения на рабочей обмотке B , поскольку ток управления практически равен нулю и падением напряжения на сопротивлении R_y можно пренебречь.

4. Если оба дросселя одинаковы, то напряжение питания из-за наличия управляющего напряжения U_y не распределяется равномерно между двумя рабочими обмотками

$$u_{A(1,2)} > \frac{u}{2} > u_{B(2,3)}; \quad (7-7)$$

$$u_{A(1,2)} - u_{B(2,3)} = u_y \frac{\omega_p}{\omega_y}. \quad (7-8)$$

Это справедливо только для данного периода.

5. В момент t_{SA} дроссель A насыщается и далее до момента t_π поток в нем остается неизменным (рис. 7-9). При этом обмотки дросселя A как бы закорочены.

6. В интервале $t_\pi - t_{SA}$ поток дросселя Φ_B увеличивается по двум причинам: а) напряжение управления u_y достаточно велико для изменения потока; б) рабочий ток вызывает падение напряжения, равное $i_n R_y \left(\frac{\omega_p}{\omega_y} \right)^2$.

7. Сразу же после момента t_π значения индукции в обоих дросселях стремятся к $-B_S$ и процессы в схеме повторяются, причем дроссели как бы меняются ролями.

8. Если пренебрегать током намагничивания, то тогда очевидно, что мгновенные значения управляющего тока в интервалах $t_{SA} - t_\pi$ и $t_{SB} - t_{2\pi}$ должны соответствовать рабочему току (рис. 7-10). Схема питания цепи управления такова, что ток управления представляет собой серию импульсов двойной частоты, форма которых повторяет форму кривой рабочего тока i_n при двухполупериодном выпрямлении. По отношению к постоянным составляющим

цепь управления можно считать линейной, и тогда среднее значение этих импульсов должно быть равно:

$$I_y = \frac{U_y}{R_y}. \quad (7-9)$$

Теперь легко вывести уравнения, описывающие процесс управления. Пренебрегая падением напряжения в обмотках насыщенного дросселя и полагая, что в интервале $t_0 - t_{SA}$ токи i_H и i_Y должны быть много больше намагничивающего тока, получим:

$$u_{A(1,2)} = \frac{u}{2} + \frac{U_y}{2} \frac{w_p}{w_y}; \quad (7-10)$$

$$w_p \Delta \Phi_A = \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_{SA}} u dt + \frac{U_y}{2} \frac{w_p}{w_y} (t_{SA} - t_0); \quad (7-11)$$

$$u_{B(2,3)} = \frac{u}{2} - \frac{U_y w_p}{2 w_y}; \quad (7-12)$$

$$w_p \Delta \Phi_B = \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_{SA}} u dt - \frac{U_y}{2} \frac{w_p}{w_y} (t_{SA} - t_0). \quad (7-13)$$

В интервале $t_{SA} - t_\pi$:

$$u_{A(1,2)} = 0; \quad (7-14)$$

$$w_p \Delta \Phi_A = 0; \quad (7-15)$$

$$u_{B(2,3)} = -U_y \frac{w_p}{w_y} + i_H R_y \left(\frac{w_p}{w_y} \right)^2; \quad (7-16)$$

$$w_p \Delta \Phi_B = -U_y \frac{w_p}{w_y} (t_\pi - t_{SA}) + R_y \left(\frac{w_p}{w_y} \right)^2. \quad (7-17)$$

В силу симметрии схемы

$$\Delta \Phi_A \Big|_{t_0}^{t_{SA}} = - \Delta \Phi_B \Big|_{t_\pi}^{t_{SB}}; \quad (7-18)$$

$$\Delta\Phi_A \Big|_{t_{SA}}^{t_{\pi}} = \Delta\Phi_B \Big|_{t_{SB}}^{t_{2\pi}} = 0; \quad (7-19)$$

$$\Delta\Phi_A \Big|_{t_{\pi}}^{t_{SB}} = -\Delta\Phi_B \Big|_{t_0}^{t_{SA}}; \quad (7-20)$$

$$\Delta\Phi_A \Big|_{t_{SB}}^{t_{2\pi}} = -\Delta\Phi_B \Big|_{t_{SA}}^{t_{\pi}}. \quad (7-21)$$

В установившемся режиме (рис. 7-6)

$$\omega_p \Delta\Phi_A \Big|_{t_0}^{t_{SA}} = -\omega_p \Delta\Phi_A \Big|_{t_{\pi}}^{t_{2\pi}}; \quad (7-22)$$

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_{SA}} u dt + \frac{U_y \omega_p}{2\omega_y} (t_{SA} - t_0) = \\ & = - \left[\frac{1}{2} \int_{t_{\pi}}^{t_{SB}} u dt - \frac{U_y \omega_p}{2\omega_y} (t_{SB} - t_{\pi}) - \right. \\ & \left. - \frac{U_y \omega_p}{2\omega_y} (t_{2\pi} - t_{SB}) R_y \left(\frac{\omega_p}{\omega_y} \right)^2 \int_{t_{SB}}^{t_{2\pi}} i_H dt \right]. \end{aligned} \quad (7-23)$$

Поскольку $t_{SA} - t_0 = t_{SB} - t_{\pi}$; $t_{\pi} - t_{SA} = t_{2\pi} - t_{SB}$, то уравнение (7-23) можно упростить:

$$U_y \frac{\omega_p}{\omega_y} (t_{\pi} - t_0) = R_y \left(\frac{\omega_p}{\omega_y} \right)^2 \int_{t_{SA}}^{t_{\pi}} i_H dt. \quad (7-24)$$

Здесь обе части представляют соответствующие вольт-секундные площади в пределах одного полупериода.

Разделив уравнение (7-24) на полупериод $\frac{1}{2f} = t_{\pi} - t_0$, получим среднее значение

$$U_y = \frac{\omega_p}{\omega_y} R_y I_H. \quad (7-25)$$

Так как

$$I_y = \frac{U_y}{R_y}, \quad (7-26)$$

то

$$I_y \omega_y = I_n \omega_p. \quad (7-27)$$

Это — закон равенства н. с. Он связывает среднее значение тока управления со средним значением рабочего тока независимо от напряжения питания, частоты и сопротивлений R_y и R_n . В силу этого соотношения дроссель насыщения может применяться как трансформатор постоянного тока для измерения постоянного тока в цепях, находящихся под высоким потенциалом относительно земли [Л. 20].

Напряжение на нагрузке

$$U_n = I_n R_n = U_y \frac{\omega_y R_n}{\omega_p R_y}. \quad (7-28)$$

Таким образом, дроссель можно рассматривать как устройство, управляемое напряжением. Если для данной нагрузки важно только среднее значение рабочего тока, то тогда коэффициент усиления по мощности определяется как

$$k_p = \frac{U_n^2 R_y}{U_y^2 R_n} = \frac{R_n}{R_y} \left(\frac{\omega_y}{\omega_p} \right)^2. \quad (7-29)$$

Если полезная мощность нагрузки определяется действующим значением рабочего тока, то коэффициент усиления по мощности

$$k_p' = \frac{R_n}{R_y} \left(\frac{\omega_y}{\omega_p} \right)^2 k_f^2, \quad (7-30)$$

где k_f — коэффициент формы кривой рабочего тока.

7-4. ПЕРЕХОДНЫЙ ПРОЦЕСС В ДРОССЕЛЕ НАСЫЩЕНИЯ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ СОЕДИНЕНИЕМ РАБОЧИХ ОБМОТОК

Если управляющее напряжение увеличивается скачком до значения mU_y , то ток I_n постепенно изменяется до нового установившегося значения $m \left(\frac{U_y}{R_y} \right) \frac{\omega_y}{\omega_p}$. Значение

тока I_H за каждый полупериод переходного процесса может быть определено вполне строго. До скачка управляющего напряжения в момент t_0 имели место установившийся процесс и приращение индукции в сердечнике A за полупериод

$$\Delta B_A = \pm (B_S - B_0). \quad (7-31)$$

В первый полупериод после t_0 приращение индукции должно остаться неизменным и равным ΔB_A , так как в момент t_{SA} она начинает возрастать с того же самого начального значения B_0 . Если в установившемся режиме сердечник A насыщался в момент t_{SA} , то в первый полупериод после скачка управляющего напряжения он будет насыщаться раньше—в момент $t_{SA} - \Delta t_1$. Приравнявая приращения потока за полупериоды до момента t_0 и после него, получаем:

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_{SA}} u dt + \frac{1}{2} U_y \frac{\omega_p}{\omega_y} (t_{SA} - t_0) = \\ & = \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_{SA} - \Delta t_1} u dt + \frac{m U_y \omega_p}{2 \omega_y} (t_{SA} - \Delta t_1 - t_0); \end{aligned} \quad (7-32)$$

$$\int_{t_{SA} - \Delta t_1}^{t_{SA}} u dt = U_y \frac{\omega_p}{\omega_y} [t_{SA} (m - 1) - m \Delta t_1]. \quad (7-33)$$

Интеграл $\int_{t_{SA} - \Delta t_1}^{t_{SA}} u dt$ представляет собой приращение вольт-секундной площади, определяющее увеличение рабочего

тока I_H , соответствующее промежутку времени Δt_1 . Эти дополнительные вольт-секунды идут на увеличение падения напряжения на сопротивлениях R_H и R_y и на увеличение потерь, вызванных возрастанием управляющего на-

пряжения до величины mU_y . Приравнявая полученные и затраченные вольт-секунды, получаем:

$$\begin{aligned} \int_{t_{SA}-\Delta t_1}^{t_{SA}} u dt &= U_y \frac{\omega_p}{\omega_y} [t_{SA}(m-1) - m\Delta t_1] = \\ &= \left[R_H + R_y \left(\frac{\omega_p}{\omega_y} \right)^2 \right] \int_{t_{SA}-\Delta t_1}^{t_{SA}} i_H dt + mU_y \frac{\omega_p}{\omega_y} (t_\pi - t_{SA} - \Delta t_1) - \\ &\quad - U_y \frac{\omega_p}{\omega_y} (t_\pi - t_{SA}); \end{aligned} \quad (7-34)$$

$$R_t \int_{t_{SA}-\Delta t_1}^{t_{SA}} i_H dt = U_y \frac{\omega_p}{\omega_y} (m-1)(t_\pi - t_0), \quad (7-35)$$

где $R_t = R_H + R_y \left(\frac{\omega_p}{\omega_y} \right)^2$, а интеграл от тока представляет собой приращение тока ΔI_H за первый полупериод. Деля обе части уравнения на полупериод $t_\pi - t_0 = \frac{1}{2f}$, получаем:

$$\Delta I_{H1} = \frac{\Delta U_y}{R_t} \frac{\omega_p}{\omega_y}. \quad (7-36)$$

Когда переходный процесс закончится, ток I_H возрастет на величину

$$\Delta I_{H.уст} = \frac{\Delta U_y}{R_y} \frac{\omega_y}{\omega_p} = \frac{\Delta U_y}{R_y \frac{\omega_p}{\omega_y}}. \quad (7-37)$$

Так как

$$\Delta I_{H1} = \frac{\Delta U_y}{R_H + R_y \left(\frac{\omega_p}{\omega_y} \right)^2} \frac{\omega_p}{\omega_y} = \frac{\Delta U_y}{R_H \frac{\omega_y}{\omega_H} + R_y \frac{\omega_p}{\omega_y}} \quad (7-38)$$

и $R_H \frac{\omega_y}{\omega_H} + R_y \frac{\omega_p}{\omega_y} > R_y \frac{\omega_p}{\omega_y}$, то $\Delta I_1 < \Delta I_{H.уст}$ и переходный процесс не закончится в первый полупериод, начиная с момента t_0 .

В n -й полупериод после скачка напряжения управления среднее значение тока может быть выражено с помощью конечного ряда

$$I_{Hn} = \frac{U_y \omega_y}{R_y \omega_p} + \sum_0^n \Delta I_{H1} + \Delta I_{H2} + \dots + \Delta I_{Hn}, \quad (7-39)$$

где каждый член представляет собой приращение среднего значения тока относительно тока в предыдущий полупериод. С течением переходного процесса индукция B_0 приближается к значению индукции насыщения $\pm B_s$, но за каждый период приращение индукции от B_s до значения B_0 и приращение от B_0 обратно до значения B_s должны быть равны и противоположны по знаку. Таким образом, вольт-секундные площади обмотки дросселя B за n -й и $(n+1)$ -й полупериоды должны быть равны, если эти полупериоды выбраны так, что дроссель A насыщается в $(n+1)$ -й полупериод:

$$\begin{aligned} \int_{n\text{-й полупериод}} u_{A(1,2)} dt &= - \int_{(n+1)\text{-й полупериод}} u_{A(1,2)} dt; \\ \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_{SA}} u dt - \frac{1}{2} m U_y \frac{\omega_p}{\omega_y} (t_{SA} - t_0) + \\ + R_y \left(\frac{\omega_p}{\omega_y} \right)^2 \int_{t_{SA}}^{t_\pi} i_{Hn} dt - m U_y \frac{\omega_p}{\omega_y} (t_\pi - t_{SA}) &= \\ = - \left[\frac{1}{2} \int_{t_\pi}^{t_{SB}} u dt - \frac{1}{2} m U_y \frac{\omega_p}{\omega_y} (t_{SB} - t_\pi) \right]. \end{aligned} \quad (7-41)$$

Так как

$$(t_{SB} - t_\pi) - (t_{SA} - t_0) = \Delta t_{n+1}, \quad (7-42)$$

то

$$\begin{aligned} \int_{t_{SA} - \Delta t_{n+1}}^{t_{SA}} u dt &= m U_y \frac{\omega_p}{\omega_y} (2t_\pi - \Delta t_{n+1}) - \\ - 2 R_y \left(\frac{\omega_p}{\omega_y} \right)^2 \int_{t_{SA}}^{t_\pi} i_{Hn} dt. \end{aligned} \quad (7-43)$$

Это уравнение связывает приращение вольт-секунд напряжения питания, «используемых» за $(n+1)$ -й полупериод, с напряжением управления U_y и интегралом от тока в n -й полупериод. Данное приращение вольт-секунд должно быть «израсходовано» на

$$R_t \int_{t_{SB}}^{t_{2\pi}} i_n dt - mU_y \frac{\omega_p}{\omega_y} \Delta t_{n+1}.$$

Приравнявая соответствующие величины, получаем:

$$\begin{aligned} mU_y \frac{\omega_p}{\omega_y} (2t_\pi - \Delta t_{n+1} - t_0) - \\ - 2R_y \left(\frac{\omega_p}{\omega_y} \right)^2 \int_{t_{SA}}^{t_\pi} i_{nn} dt = R_t \int_{t_{SB}}^{t_{2\pi}} i_{n(n+1)} dt - \\ - mU_y \left(\frac{\omega_p}{\omega_y} \right) \Delta t_{n+1} \end{aligned} \quad (7.44)$$

или после упрощения

$$\begin{aligned} R_t \int_{t_{SB}}^{t_{2\pi}} i_n dt = 2mU_y \frac{\omega_p}{\omega_y} (t_\pi - t_0) - \\ - 2R_y \left(\frac{\omega_p}{\omega_y} \right)^2 \int_{t_{SA}}^{t_\pi} i_{nn} dt \end{aligned} \quad (7.45)$$

Разделив на $t_\pi - t_0 = t_{2\pi} - t_\pi = \frac{1}{2f}$, получим для средних значений

$$\Delta I_{n(n+1)} = \frac{2mU_y \omega_p}{R_t \omega_y} - 2 \frac{R_y}{R_t} \left(\frac{\omega_p}{\omega_y} \right)^2 I_{nn}. \quad (7.46)$$

Последнее выражение определяет приращение тока в $(n+1)$ -й полупериод. Проверкой правильности полученного результата может служить следующее сопоставление: когда переходный процесс закончится, тогда $\Delta I_{n\infty} = 0$ и из (7.46) следует:

$$\frac{2mU_y \omega_p}{R_t \omega_y} = 2 \frac{R_y}{R_t} \left(\frac{\omega_p}{\omega_y} \right)^2 I_{н.уст}, \quad (7.47)$$

что после упрощения приводит к ранее полученному выражению

$$I_{н.уст} = \frac{mU_y}{R_y} \frac{w_y}{w_p}. \quad (7-48)$$

Если известно уравнение $\Delta I_{нn} = f(\Delta I_{н(n+1)})$, то все приращения токов в течение переходного процесса могут быть записаны в виде бесконечного ряда. Приращения $\Delta I_{н1}$ и $\Delta I_{н2}$ за первые два полупериода, начиная с момента t_0 , равны:

$$\Delta I_{н1} = \frac{\Delta U_y}{R_t} \frac{w_p}{w_y}; \quad (7-49)$$

$$\begin{aligned} \Delta I_{н2} &= \frac{2mU_y}{R_t} \frac{w_p}{w_y} - 2 \frac{R_y}{R_t} \left(\frac{w_p}{w_y} \right)^2 \left(\frac{U_y w_y}{R_t w_p} + \frac{\Delta U_y w_p}{R_t w_y} \right) = \\ &= 2\Delta I_{н1} \left[1 - \frac{R_y}{R_t} \left(\frac{w_p}{w_y} \right)^2 \right]. \end{aligned} \quad (7-50)$$

Приращения

$$\Delta I_{нn} = \frac{2mU_y}{R_t} \frac{w_p}{w_y} - 2R_y \left(\frac{w_p}{w_y} \right)^2 I_{н(n-1)}; \quad (7-51)$$

$$\Delta I_{н(n+1)} = \frac{2mU_y}{R_t} \frac{w_p}{w_y} - 2R_y \left(\frac{w_p}{w_y} \right)^2 (I_{н(n-1)} + \Delta I_{нn}). \quad (7-52)$$

Вычитая уравнение (7-51) из (7-52), получаем:

$$\Delta I_{н(n+1)} = \Delta I_{нn} \left[1 - 2 \frac{R_y}{R_t} \left(\frac{w_p}{w_y} \right)^2 \right]. \quad (7-53)$$

Полное приращение тока I_n за n полупериодов составит:

$$\alpha = 1 - 2 \frac{R_y}{R_t} \left(\frac{w_p}{w_y} \right)^2; \quad (7-54)$$

$$I_{нn} - \frac{U_y w_y}{R_y w_p} = \sum_0^n \Delta I_{н1} + (\alpha \Delta I_{н1} + \Delta I_{н1}) +$$

$$+ \alpha (\alpha \Delta I_{н1} + \Delta I_{н1}) + \dots + \alpha^{n-2} (\alpha \Delta I_{н1} + \Delta I_{н1}) = \quad (7-55)$$

$$= 2\Delta I_{н1} \sum_0^n 1 + \alpha + \alpha^2 + \dots + \alpha^{n-1}. \quad (7-56)$$

Большинство величин, изменяющихся в переходном процессе, выражают через установившиеся значения. Так

$$\Delta I_{H1} = \frac{R_y}{R_t} \left(\frac{\omega_p}{\omega_y} \right)^2 \Delta I_{H.уст} = \frac{(1-\alpha) \Delta I_{H.уст}}{2} \quad (7-57)$$

и

$$I_{Hn} - \frac{U_y \omega_y}{R_y \omega_p} = \Delta I_{H.уст} (1-\alpha) \sum_0^n 1 + \alpha + \alpha^2 + \dots + \alpha^{n-1} = \quad (7-58)$$

$$= \Delta I_{H.уст} (1 - \alpha^n). \quad (7-59)$$

Так как $0 < \alpha < 1$, возрастание среднего значения рабочего тока от начального уровня $\frac{U_y \omega_y}{R_y \omega_p}$ будет происходить по экспоненциальному закону. Уравнение (7-59) может быть представлено в более общей форме на базе числа e :

$$I_{Hn} - \frac{U_y \omega_y}{R_y \omega_p} = \Delta I_{H.уст} \left(1 - e^{-\frac{n}{n_0}} \right), \quad (7-60)$$

где $n_0 = -1/\ln \alpha$ — число полупериодов, по прошествии которых приращение тока достигает $63,2\%$ своего установившегося значения (так называемое время $63,2$ -процентной реакции). Более простое выражение получается, если ввести коэффициент усиления по мощности по средним значениям $k_p = \frac{R_H}{R_y} \left(\frac{\omega_y}{\omega_p} \right)^2$ и $\frac{1}{\alpha} = (k_p + 1)/(k_p - 1)$. Разлагая выражение в бесконечный ряд, получаем:

$$\ln \frac{1}{\alpha} = \ln \frac{k_p + 1}{k_p - 1} = 2 \left(\frac{1}{k_p} + \frac{1}{3k_p^3} + \frac{1}{5k_p^5} + \dots \right). \quad (7-61)$$

Обычно стремятся получить большое усиление по мощности. Но даже при относительно малой величине усиления $k_p = 10$ ряд (7-61) сходится настолько быстро, что уже вторым членом можно пренебречь. С достаточной точностью можно считать, что $n_0 = \frac{k_p}{2}$, а постоянная вре-

мени экспоненты равна $\frac{k_p}{4}$ и $\frac{1}{4} \left(\frac{R_H}{R_y} \right) \left(\frac{\omega_y}{\omega_p} \right)^2$ периодов или $\frac{k_p}{4f}$ и $\left(\frac{R_H}{4f R_y} \right) \left(\frac{\omega_y}{\omega_p} \right)^2$, сек.

Таким образом постоянная времени прямо пропорциональна коэффициенту усиления по мощности. Дроссель с большим коэффициентом усиления более инерционен, и наоборот. Экспоненциальная передаточная функция аналогична передаточной функции линейной цепи R_L , хотя ток изменяется скорее скачками, чем непрерывно. Гистерезисные циклы для двух дросселей в переходном процессе показаны на рис. 7-11. Каждый последующий цикл приближает начальное значение индукции к установившемуся значению B_0 .

Приведенные рассуждения показывают, что характеристики дросселя насыщения могут быть с достаточной точностью получены из расчета, в основе которого лежит закон Фарадея. Дроссель насыщения, таким образом, представляет собой одну из немногих магнитных цепей, характеристика вход — выход которой может быть определена расчетным путем. Это объясняется главным образом тем, что рабочий и управляющий токи здесь велики по сравнению с током намагничивания дросселя. Математические выражения имеют громоздкий вид, но они полезны тем, что иллюстрируют аналитический метод, который ниже будет применен к другим магнитным цепям.

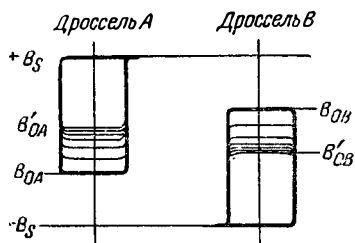


Рис. 7-11. Гистерезисные циклы дросселей в переходном режиме.

7-5. ДРУГИЕ ТИПЫ ДРОССЕЛЕЙ НАСЫЩЕНИЯ

В практике встречаются и другие типы дросселей насыщения, отличающиеся способом соединения обмоток, конфигурацией сердечника и областью применения. Их характеристики могут быть достаточно точно определены с помощью метода, разобранный на двух предыдущих примерах. Всем им присуща та же взаимосвязь между коэффициентом усиления и постоянной времени, что и для дросселя насыщения с последовательным соединением рабочих обмоток.

Дроссель насыщения с параллельно соединенными рабочими обмотками и последовательно соединенными

обмотками управления (рис. 7-12) имеет много общего с дросселем насыщения с последовательным соединением рабочих обмоток. Здесь справедливы те же основные соотношения, а формы кривых токов и напряжений почти одинаковы.

Дроссели, показанные на рис. 7-7 и 7-12, могут иметь общую для обоих сердечников обмотку управления

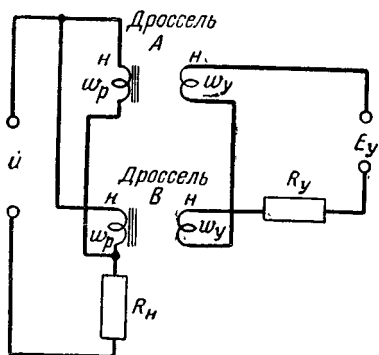


Рис. 7-12. Дроссель насыщения с параллельно соединенными рабочими обмотками.

(рис. 7-13). В такой конструкции сопротивление R_y будет иметь меньшую величину, а работа схемы не изменится. Дроссель по схеме, изображенной на рис. 7-13,а, выполнен на одном трехсердцевом сердечнике. В этих вариантах управляющее напряжение вызывает в обоих сердечниках (или двух половинах одного) приращения потока взаимно противоположного направления. То же самое имело место и в схемах

с отдельной для каждого дросселя обмоткой управления, где этот эффект достигался за счет встречного включения обмоток управления (рис. 7-7 и 7-12).

На рис. 7-14 показана схема управления небольшими двухфазными исполнительными двигателями с помощью насыщающегося трансформатора. Обмотки, показанные на рисунке в верхнем ряду, находятся на одном сердеч-

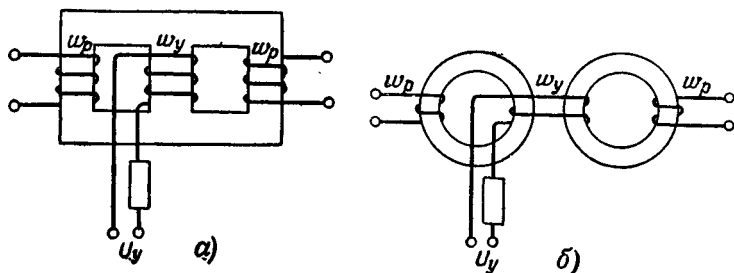


Рис. 7-13. Дроссели насыщения с общей обмоткой управления.

нике, а те, что в нижнем ряду, — на другом. Обмотки управления питаются от источника с большим внутренним сопротивлением, например от двойного триода. Когда управляющий ток равен нулю, напряжение сети распределяется поровну между первичными рабочими обмотками ω_A и ω_B . Так как вторичные рабочие обмотки ω_{pA} и ω_{pB} соединены встречно, результирующее напряжение на них равно нулю. Когда в одной из управляющих обмоток есть ток, схема работает аналогично дросселю с одним сердечником (рис. 7-4). Когда один из дросселей насыщается, все напряжение сети ложится на первичную рабочую обмотку другого, ненасыщенного дросселя, который при этом действует как трансформатор и в течение оставшейся части полупериода питает нагрузку. Когда управляющий ток увеличивается, в другом дросселе возникают те же процессы, с тем лишь отличием, что напряжение на нагрузке будет другого знака. Таким образом, эта схема может обеспечить реверсивный выход по переменному току для питания, например, обмотки управления исполнительного двигателя.

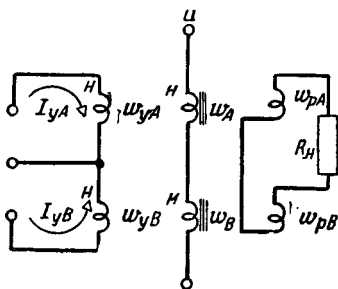


Рис. 7-14. Обычный насыщающийся трансформатор.

Напряжения, индуцируемые в обмотках управления этого насыщающегося трансформатора, могут сделать рассматриваемую схему практически непригодной. Чтобы обеспечить высокое усиление по мощности, число витков обмотки управления ω_{yA} и ω_{yB} должно быть достаточно большим. Пока сердечник ненасыщен, в обмотках управления ω_{yA} или ω_{yB} индуцируются напряжения, определяемые соотношением $\omega_{yA}/\omega_A = \omega_{yB}/\omega_B$. Эти напряжения могут быть настолько велики, что вызовут пробой обмотки управления.

В схеме с четырьмя сердечниками, показанной на рис. 7-15, индуцированные напряжения значительно меньше. Два верхних сердечника, как и два нижних, работают одновременно. Обмотки управления соответствующих пар сердечников соединены последовательно встречно. Подавляющая часть индуцированного в них

напряжения взаимно компенсируется, так как напряжения на рабочих обмотках двух одновременно приближающихся к состоянию насыщения сердечников при-

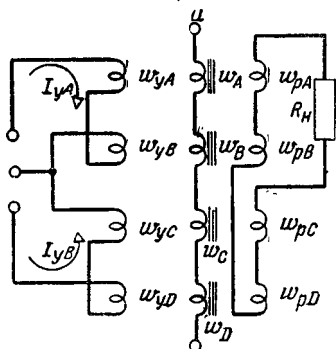


Рис. 7-15. Насыщающийся трансформатор с четырьмя сердечниками.

мерно одинаковы и, следовательно, в обмотках управления наводятся примерно одинаковые по величине, противоположные по знаку напряжения.

Схема может быть выполнена на четырех тороидальных сердечниках. В другом варианте используются два трехстержневых сердечника; при этом индуктированные в цепи управления напряжения уничтожаются благодаря общей обмотке управления [Л. 21].

7-6. ПРЕИМУЩЕСТВА И НЕДОСТАТКИ ДРОССЕЛЯ НАСЫЩЕНИЯ

Преимущество дросселя насыщения заключается в его простоте и надежности. Обмотка дросселя является единственным активным элементом в схеме. При правильном расчете и эксплуатации дросселя срок его службы исчисляется десятками лет. Закон равенства н. с. $w_y I_y = w_p I_n$ делает некоторые схемы дросселя насыщения уникальными, поскольку они могут работать в качестве трансформаторов постоянного тока, где связь между средним значением постоянного тока управления и средним значением выпрямленного тока нагрузки определяется соотношением чисел витков обмоток.

Попытки улучшить дроссель насыщения привели к появлению для сердечников специальных магнитных материалов, описанных в гл. 5, и принципиально новых схем магнитных усилителей. Кроме того, с успехом применялась высокая несущая частота, до нескольких килогерц. При таких частотах размеры и вес дросселя невелики, а постоянная времени, измеряемая в периодах несущей частоты, пренебрежимо мала.

Однако закон равенства н. с. дросселя насыщения определяет и его главный недостаток. Поскольку ток

управления связан с током нагрузки, всякое увеличение последнего требует соответствующего увеличения мощности управления. Коэффициент усиления по мощности при этом не улучшается. Это объясняется тем, что напряжение питания от источника с малым внутренним сопротивлением всегда приложено к ненасыщенному сердечнику и изменяет его поток в соответствии с законом Фарадея. Поэтому дальнейшее развитие современных магнитных усилителей пошло по пути включения последовательно с дросселем и источником питания нелинейного сопротивления. Здесь дроссель в течение какой-то части периода как бы изолируется от источника питания, и именно в это время с помощью управляющей цепи устанавливается начальное значение магнитной индукции. При этом в цепи управления должен протекать только намагничивающий ток сердечника. Величина токов нагрузки ограничивается здесь только условием допустимого нагрева обмоток, а величина токов управления — только шириной петли гистерезиса. Поскольку оба тока теперь не зависят друг от друга, закон равенства н. с. не имеет места. Это позволило осуществить магнитный усилитель с высоким коэффициентом усиления и более быстродействующим.

ГЛАВА ВОСЬМАЯ

ВЕНТИЛИ ДЛЯ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

8-1. УСОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ВЕНТИЛЕЙ ДЛЯ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Простые дроссели насыщения, описанные в гл. 7, не требуют дополнительных элементов, кроме сопротивления в цепях нагрузки и управления. Однако в большинстве других магнитных усилителей применяются того или иного типа вентили, выполняющие разного рода функции (рис. 8-1). Поскольку вольт-амперные характеристики этих вентилях влияют на работу схемы, их следует тщательно согласовывать с характеристиками дросселя.

Практически все известные типы вентилях применялись в то или иное время в схемах магнитных усилителей. К таким вентилям относятся вакуумные диоды, меднозакисные и селеновые столбики, герма-

ниевые и кремниевые точечные и плоскостные диоды. Вакуумные диоды применялись в некоторых схемах магнитных усилителей до появления твердых вентилях с большим обратным сопротивлением. Селеновый вентиль долгое время был единственным вентиляем, который полностью отвечал предъявляемым тре-

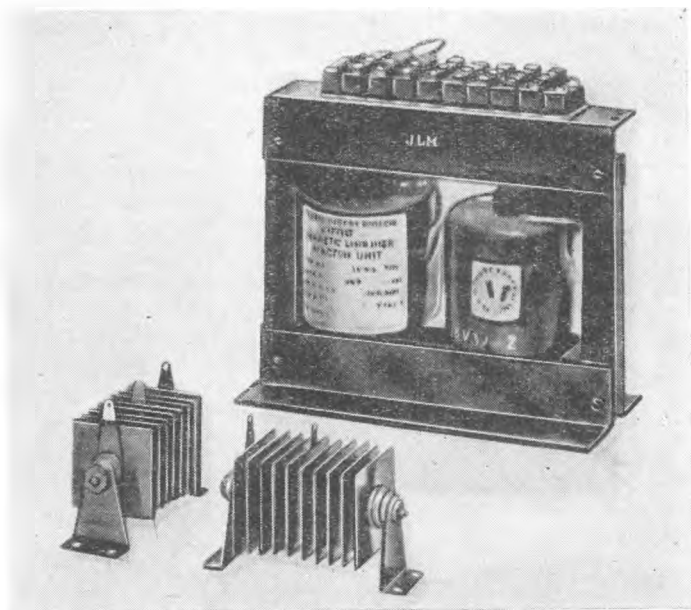


Рис 8-1. Основные детали магнитного усилителя с самонасыщением.

бованиям. Поэтому в качестве первых вентилях для схем магнитных усилителей применялись селеновые столбики, разработанные ранее для устройств питания радио- и телевизионных приемников. Как только взаимная связь между характеристиками дросселя и вентиля стала очевидной, многие фирмы стали работать над улучшением электрических характеристик вентилях. В результате увеличился срок службы вентилях, расширился диапазон рабочих условий, уменьшились сопротивление в проводящем направлении, ток в обратном направлении и размеры. Постепенно эти

новые вентили усовершенствовались по сравнению с их предшественниками в радиотехнике. Это, в свою очередь, стимулировало развитие магнитных устройств, поскольку применение вентиляй улучшало их характеристики. Работа многих магнитных усилителей, применяемых в настоящее время в промышленности и военной технике, определяется качеством селеновых вентиляй.

Другими важнейшими вентилями для магнитных усилителей являются германиевые плоскостные диоды, которые были освоены промышленностью как раз к тому моменту, когда стали очевидны недостатки селенового выпрямителя. Эти диоды были разработаны в процессе создания плоскостного транзистора. Характеристики германиевых вентиляй оказались очень подходящими для магнитных усилителей. При одинаковом номинальном прямом токе они имеют меньшие габариты и меньшее прямое падение напряжения, чем селеновые.

При относительно невысоких температурах их обратные токи также меньше, чем у селеновых. Германиевые вентили позволили значительно сократить габариты современных магнитных усилителей, но их недостатком оказалась зависимость обратного тока от температуры. В области температур порядка 50—80°С характеристика германиевого плоскостного диода в обратном направлении настолько ухудшается, что он начинает уступать по качествам селеновому вентилю. Поэтому селеновые вентили, работающие удовлетворительно и при высоких температурах, продолжали совершенствовать и после того, как появился германиевый плоскостной диод.

Из новейших вентиляй позже всех появился кремниевый плоскостной диод, главным образом из-за трудностей, связанных с очисткой металла базы. Электрические характеристики этого вентиля с точки зрения применения его в магнитных усилителях почти идеальны. Он соединяет в себе достоинства германиевого диода (небольшое падение напряжения в прямом направлении и небольшие размеры) с очень малым значением обратного тока при температурах до 150°С. Кремниевые вентили настолько хороши для магнитных усилителей, что с их применением качество вен-

тилей уже не является фактором, ограничивающим высокие качества усилителей. По-видимому, дальнейшее коренное усовершенствование магнитных усилителей будет связано не с появлением новых выпрямителей, а с улучшением материалов для сердечников.

8-2. РОЛЬ ВЕНТИЛЕЙ В СХЕМЕ МАГНИТНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Современный магнитный усилитель представляет собой комплекс из дросселей, сопротивлений, конденсаторов, транзисторов и трансформаторов. Кроме того, в нем могут быть четыре или пять разных типов вентиля, каждый со своими, отличными от других характеристиками и функциями. В зависимости от роли вентиля в схеме усилителя от него требуются различные электрические характеристики, и всегда можно найти тот или иной тип вентиля, отвечающий этим требованиям наилучшим образом.

Первой и возможно самой важной областью применения вентиля в магнитных усилителях является их применение в рабочей цепи так называемых магнитных усилителей с самонасыщением¹, которые будут описаны в последующих главах. В дросселях насыщения вентили применялись для получения на выходе постоянного тока; в этом случае они являлись пассивными элементами схемы и не влияли на процессы в магнитной цепи. Вентили в схеме магнитного усилителя с самонасыщением играют совершенно особую роль, и здесь их эффект привел к дальнейшему бурному развитию магнитных усилителей. Анализ процессов в дросселе насыщения с последовательным соединением рабочих обмоток (гл. 7) показал, насколько ухудшаются усиление и быстродействие, если рабочие обмотки дросселя непрерывно находятся под воздействием напряжения питания. Включение вентиля последовательно с рабочей обмоткой приводит как бы к отключению этой обмотки от напряжения питания в значительной части периода. В течение этого времени по обмотке управления дросселя протекает только

¹ Усилители с самонасыщением часто в литературе называют еще усилителями с внутренней обратной связью. Схемно они отличаются включением выпрямителей последовательно с каждой рабочей обмоткой. *Прим. ред.*

намагничивающий ток, который осуществляется изменение потока. В дросселе же насыщения ток в управляющей обмотке зависит от тока нагрузки в силу закона равенства н. с. Следовательно, назначение вентиля здесь состоит не в выпрямлении напряжения для питания нагрузки постоянным током, как в дросселе насыщения; вентиль является существенным элементом схемы, определяющим характеристики магнитного усилителя. Естественно, что к такому вентилю должны предъявляться особые требования. В прямом направлении он должен пропускать полный ток нагрузки при незначительном падении напряжения и малом нагреве. Обратный ток должен быть мал по сравнению с намагничивающим током дросселя, в противном случае он уменьшит усиление и максимальную выходную мощность. Получение большой разницы в значениях прямого и обратного токов являлось основной задачей при разработке этих вентилях. Однако даже в самых лучших современных селеновых вентилях эта задача окончательно не разрешена, и, видимо, только усовершенствованный плоскостной кристаллический вентиль сможет полностью удовлетворить поставленные требования. В таких вентилях отношение обратного сопротивления к прямому превышает один миллион. Чрезвычайно малые обратные токи этих вентилях не вызывают сколько-нибудь существенного изменения потока в интервале управления.

Вторая специфическая область применения вентилях в магнитных усилителях — использование их в управляющих цепях ряда новейших схем усилителей. Функции таких вентилях будут описаны в последующих главах, но важно отметить, что требования к соотношению прямых и обратных токов в этом случае значительно ниже, чем в случае применения вентилях в рабочей цепи усилителя. Обратный ток в вентилях в цепи управления должен быть также мал по сравнению с намагничивающим током, но в прямом направлении по ним протекает только намагничивающий ток, который обычно на несколько порядков меньше рабочего тока. Поэтому для цепей управления могут применяться как кремниевые, так и германиевые и селеновые вентили. Практически целесообразно использовать именно селеновые вентили, так как соотно-

шение их токов в прямом и обратном направлениях отвечает поставленным требованиям, их температурные характеристики вполне удовлетворительны и самое главное они выпускаются в широком диапазоне номинальных величин. Соединяя последовательно отдельные диски селеновых вентиляй, можно получить выпрямитель на любые требуемые значения обратного напряжения.

Современные магнитные усилители, как и дроссель насыщения, питаются от сети переменного тока. Вентили могут быть использованы также для питания цепей управления и смещения. В этом случае единственными предъявляемыми к ним требованиями являются: высокая надежность, относительно большой к. п. д., небольшие размеры и приемлемые температурные характеристики. В большинстве случаев приходится иметь дело с небольшими мощностями; при этом целесообразно использовать селеновые вентили или (в зависимости от условий работы) кремниевые вентили, обладающие лучшими температурными характеристиками.

Имеются и другие примеры применения вентиляй в магнитных усилителях, но они образуют несколько особую группу, так как связаны главным образом со вспомогательными цепями. К ним относятся: мостовые диодные модуляторы и демодуляторы для преобразования сигналов, ограничители напряжения для защиты схемы или синхронного включения, кремниевые опорные диоды для точной регулировки напряжения и много других. Рекомендации по выбору вентиляй для таких устройств могут быть получены лишь в результате анализа процессов в них на основе общей теории цепей с электронными приборами.

8-3. СЕЛЕНОВЫЕ ВЕНТИЛИ

Селеновый выпрямитель собирается из нескольких отдельных вентиляй, обладающих выпрямляющим действием и соединенных последовательно, чтобы обеспечить требуемые номинальные данные по обратному напряжению. Такой выпрямитель обычно выполняется в двух вариантах: для прямых токов примерно более 50 ма отдельные диски соединяются таким образом, чтобы обеспечить к каждому из них доступ охлаждающего возду-

ха (рис. 8-2). Для меньших токов выпрямители могут быть заключены в пластмассовые оболочки (рис. 8-3) или смонтированы в изоляционной трубке с гибкими вы-

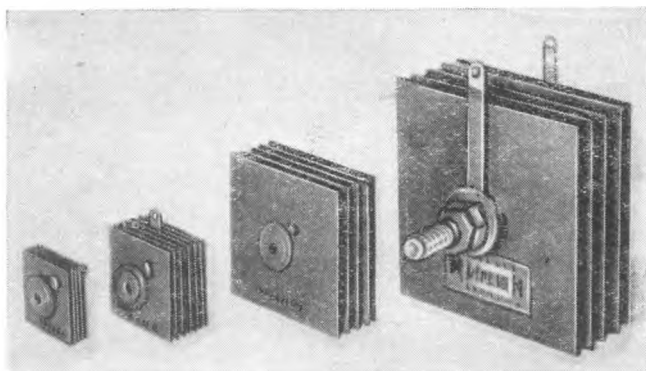


Рис. 8-2. Селеновые выпрямители разных габаритов.

водами (рис. 8-4). Выпрямление происходит в каждом диске из алюминия между слоем селена и противоположным электродом. На рис. 8-5 эти элементы показаны

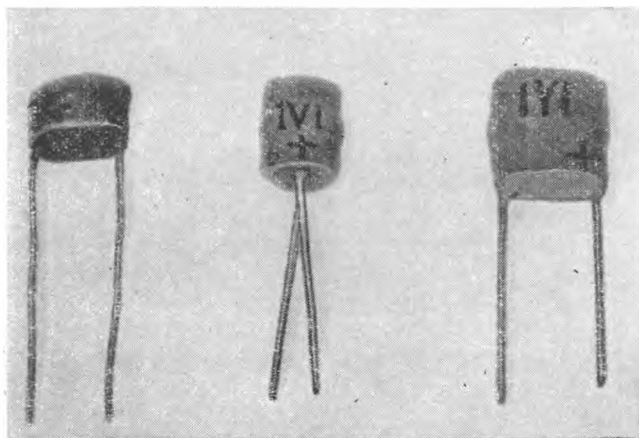


Рис. 8-3. Селеновые выпрямители, заключенные в пластмассовые оболочки. Номинальный ток — порядка нескольких миллиампер.

в разрезе. Соединение нескольких отдельных элементов необходимо, поскольку каждый из различных селеновых элементов, применяемых в магнитных усилителях, допускает пиковые значения обратного напряжения в пределах от 20 до 40 в, без чрезмерного увеличения обратного тока. В магнитных усилителях обычно имеют ме-

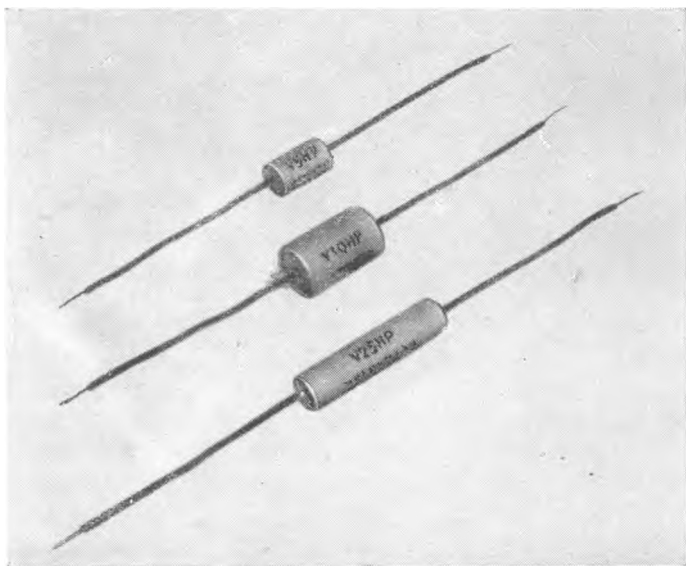


Рис. 8-4. Селеновые выпрямители, смонтированные в изоляционной трубке. Длина выпрямителя определяется числом последовательно соединенных дисков и величиной номинального обратного напряжения.

сто большие значения обратного напряжения. При этом количество последовательно соединенных дисков выбирается из расчета, что величина обратного напряжения на каждом должна быть не выше допустимой.

Электрические параметры селеновых выпрямителей зависят от температуры, выпрямляемая ими мощность ограничивается только температурой выпрямляющей поверхности. Обычно допустимые значения прямого тока и обратного напряжения определяются температурой окружающей среды, поэтому при более высоких температурах выпрямитель работает при прямом токе и

обратном напряжении много меньших номинальных. Это обстоятельство вызвало появление таких селеновых выпрямителей, которые могут работать со своими номинальными характеристиками и при высоких температурах, порядка 100°C и выше [Л. 23 и 24]. Можно считать, что для большинства промышленных селеновых дисков

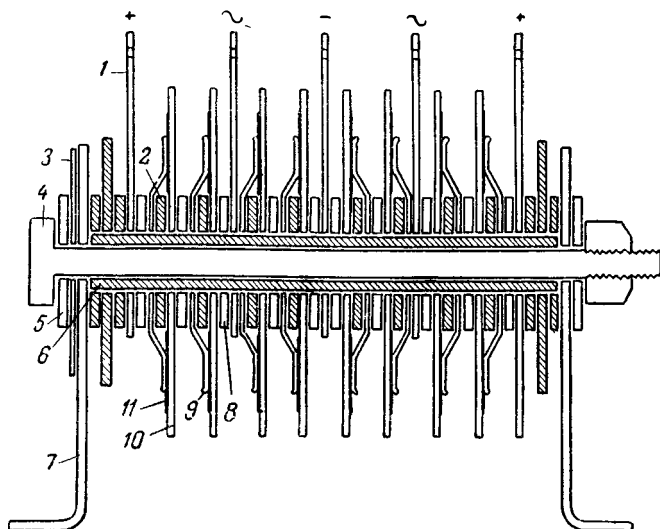


Рис. 8-5. Разрез селенового выпрямителя.

1—вывод; 2—изолирующие шайбы; 3—табличка с номинальными данными; 4—болт, на котором крепятся диски выпрямителя; 5—стальная шайба; 6—изолирующая трубка; 7—скоба для крепления; 8—разделительная шайба; 9—пружинный контакт; 10—диск селенового вентиля; 11—слой селена.

80°C является предельной температурой. Температура диска определяется не только температурой окружающей среды, но также и внутренними потерями в выпрямителе. Эти потери складываются из потерь мощности в прямом направлении (произведение прямого тока на падение напряжения в прямом направлении) и в обратном (произведение обратного тока на обратное напряжение). Много селеновых выпрямителей высокого класса рассчитывается на одну и ту же величину потерь в обоих направлениях. Типичная кривая изменения допустимого значения прямого тока $I_{\text{пр}}$ селенового выпрями-

теля в процентах от номинального тока в зависимости от температуры θ показана на рис. 8-6.

Электрический расчет этих выпрямителей сложен еще и потому, что их вольт-амперные характеристики

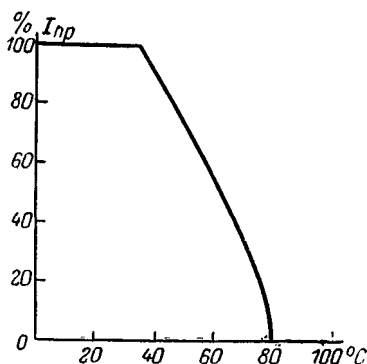


Рис. 8-6. Типичная кривая изменения номинального прямого тока селенового выпрямителя в зависимости от температуры.

в обоих направлениях резко нелинейны. Типичная вольт-амперная характеристика селенового выпрямителя, применяемого в магнитных усилителях, показана на рис. 8-7. Полезная выпрямляющая площадь этого выпрямителя составляет около $6,25 \text{ см}^2$. Номинальный ток выпрямителя выражают через плотность тока на единицу поверхности и из этого исходят при определении площади анода и всех габаритов выпрямителя для

разных величин номинальных токов. Из характеристик (рис. 8-7) можно увидеть, что прямой ток практически

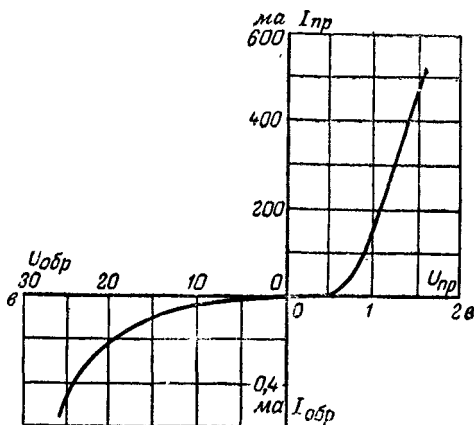


Рис. 8-7. Вольт-амперная характеристика селенового выпрямителя, применяемого в магнитных усилителях (активная поверхность $6,5 \text{ см}^2$; температура 25°C).

начинает быстро расти только после того, как падение напряжения в выпрямителе станет превышать примерно 0,5 в. Такой ступенчатый вид вольт-амперной характеристики в прямом направлении типичен для селенового выпрямителя. Обратный ток выпрямителя растет пропорционально обратному напряжению в некоторой степени. Это и является причиной того, что для выпрямителей в магнитных усилителях неприемлемы такие

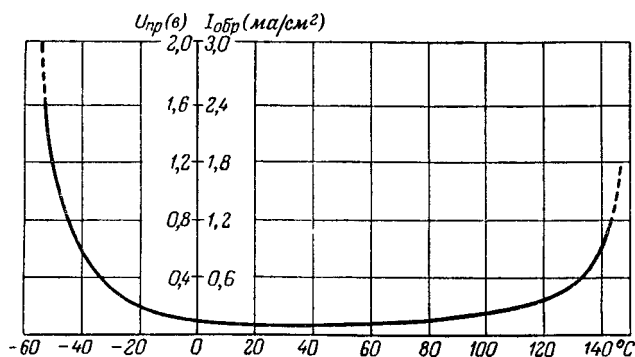


Рис. 8-8. Обратная характеристика селенового выпрямителя в зависимости от температуры диска.

амплитуды обратного напряжения, которые допустимы для выпрямителей в силовых установках.

Вольт-амперная характеристика выпрямителя в проводящем направлении имеет отрицательный температурный коэффициент — падение напряжения при одном и том же токе уменьшается с увеличением температуры. Обратная характеристика является сложной функцией температуры; при сравнительно высоких и низких температурах имеет место резкое увеличение обратного тока (рис. 8-8).

Селеновые выпрямители высокого класса выпускаются промышленностью в большом диапазоне номинальных данных и со сроками службы, измеряемыми десятками тысяч часов.

Долгое время в рабочих цепях магнитных усилителей с самонасыщением применялись только селеновые выпрямители. Они непрерывно совершенствовались в отношении надежности, экономичности, а также

уменьшения габаритов и потерь в прямом и обратном направлениях. Сравнительно недавно полупроводниковые плоскостные диоды стали вытеснять селеновые выпрямители из рабочих цепей магнитных усилителей, но для цепей управления и смещения и для источников питания постоянного тока селеновые выпрямители сохраняют свои преимущества.

8-4. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПЛОСКОСТНЫЕ ВЕНТИЛИ

Два плоскостных кристаллических выпрямителя, германиевый и кремниевый, нашли широкое применение в магнитных усилителях за те немногие годы, когда производство их было освоено промышленностью. Физические и электрические характеристики их почти идентичны. Основное отличие заключается в следующем: кремниевые вентили имеют более низкие значения обратного тока и более высокие рабочие температуры, германиевые — меньшие падения напряжения в прямом направлении [Л. 25 и 26].

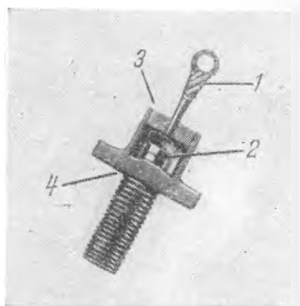


Рис. 8-9. Разрез полупроводникового плоскостного вентиля.

1 — анодный вывод; 2 — кремниевая выпрямляющая пластинка; 3 — стеклянная запаянная крышка; 4 — соединенные основание и штифт.

Выпрямляющий элемент представляет собой небольшую пластинку чистого германия или кремния (рис. 8-9). На одной из поверхностей наносится граничная пленка из сплава основного металла с не-

которыми примесями. Эти примеси с помощью различных механических процессов наносятся на определенную глубину основного металла. Пластинка для вентиля с номинальным током 200 ма имеет размеры примерно 6×6 мм, а слой примесей распространяется только на глубину порядка тысячных долей сантиметра. К обеим поверхностям пластинки прикрепляются контакты, не обладающие сами по себе вентильными свойствами. Эти контакты и служат выводами диода. Развитие этих вен-

тилей, как и развитие транзисторов, связано с теорией $p-n$ -перехода [Л. 27].

Различные номинальные значения прямого тока можно получать изменением величины выпрямляющей площади при сохранении допустимых плотностей тока, которые намного превосходят допустимые плотности тока для селенового диска. Номинальные значения обратного напряжения могут быть различны для одинаковых в остальном вентилях. Это зависит от сорта металла пластинки и степени чистоты его, глубины расположения перехода от поверхности и других факторов. Если требуется получить выпрямители с более высоким обратным напряжением, то здесь в противоположность селеновым выпрямителям, где это достигалось последовательным соединением нескольких дисков, приходится соответствующим образом воздействовать на процесс изготовления и отбирать из готовой партии выпрямители на требуемые напряжения. Имеются кремниевые плоскостные выпрямители на обратные напряжения до 1500 в [Л. 28].

Основное отличие между полупроводниковым плоскостным и селеновым выпрямителями заключается в меньшей проводимости в прямом направлении у последнего. Уже упоминалось, что обычный плоскостной вентиль на номинальный ток 200 ма имеет рабочую площадь порядка 0,36 см².

Для эквивалентного ему селенового выпрямителя такими же номинальными данными требуется в 30 раз большая площадь. Обратный ток также является функцией площади, и поэтому потери мощности в обратном направлении у селенового выпрямителя будут соответственно выше. В действительности эта разница проявляется еще больше, так как прямое падение напряжения у плоскостного диода должно быть достаточно мало, чтобы ограничить нагрев сравнительно небольшого по габаритам выпрямителя до безопасных пределов, в то время как селеновый выпрямитель при применяемых значениях обратного напряжения и габаритах уже при токах, превышающих десятков миллиампер, должен иметь воздушное охлаждение.

На рис. 8-10 показано несколько кремниевых вентилях с различными номинальными параметрами. Вольт-амперные характеристики для эквивалентных гер-

манневого и кремниевого вентилей приведены на рис. 8-11. Германиевый вентиль имеет несколько меньшее прямое падение напряжения, но больший обратный ток. В обоих случаях в прямом направлении имеется порог: для того чтобы появился заметный ток, пря-

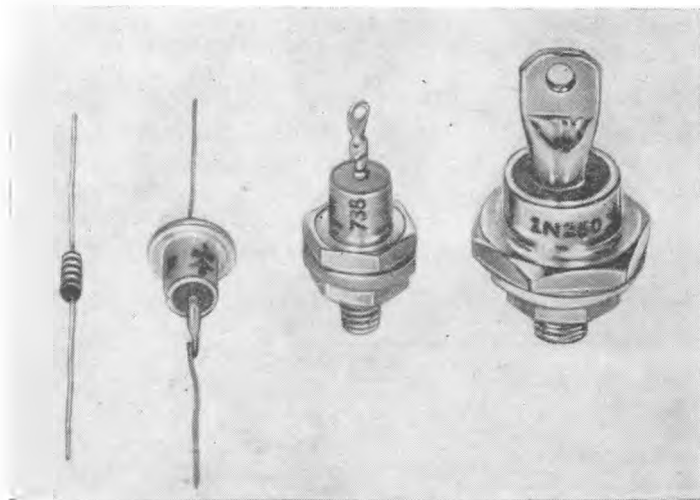


Рис. 8-10. Кремниевые вентили на различные номинальные токи от 100 $ма$ до 25 $а$. Обратное напряжение 200 $в$.

мое напряжение должно превысить несколько десятых вольта. Обратный ток кремниевого вентиля меньше. Достигнув определенной величины, он остается постоянным до тех пор, пока не наступит пробой. Такого рода характеристики стремятся получать в опорных диодах. Обратный ток обоих вентилей резко увеличивается с повышением температуры. Иногда он возрастает вдвое на каждые $10^{\circ}C$. Преимущество кремниевого вентиля заключается в том, что его обратный ток при комнатной температуре чрезвычайно мал, так что даже стократное его увеличение не оказывает влияния на работу магнитной цепи. Обычный кремниевый вентиль с номинальными данными 200 $ма$ и 200 $в$ может иметь обратный ток порядка 0,2 $мкa$ при 200 $в$ обратного напряжения и температуре $25^{\circ}C$, увеличивающийся до 10 $мкa$ при повышении температуры до $75^{\circ}C$. Исключительно низкое значение обратного тока крем-

ниевых вентилей позволяет считать его идеальным вентилем для рабочей цепи магнитных усилителей с самонасыщением. Здесь он не имеет себе равных.

Чувствительность к изменениям температуры кремниевых и германиевых вентилей вызывает снижение их номинальных данных при повышении температуры,

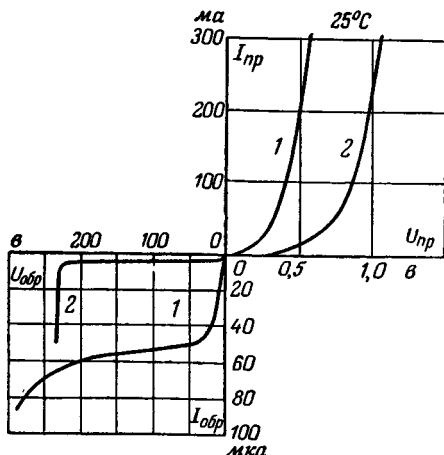


Рис. 8-11. Вольт-амперные характеристики на постоянном токе плоскостных германиевого (кривая 1) и кремниевого (кривая 2) вентилей.

как это имеет место и для селеновых вентилей. Верхний допустимый предел температуры перехода для германия составляет около 85°C , а для некоторых кремниевых вентилей он достигает 150°C . Падение напряжения в прямом направлении связано с потерями в вентиле и является главной причиной его самонагрева. Потери в обратном направлении пренебрежимо малы при всех температурах, за исключением особенно высоких. Такие вентили очень малы по сравнению с эквивалентными селеновыми вентилями. Из-за меньшей массы и поверхности они могут рассеивать только небольшую долю потерь мощности, допустимых в эквивалентном селеновом вентиле. Это еще раз служит подтверждением высокого к. п. д. полупроводниковых вентилей. Описанный

выше кремниевый клапан с номинальным током 200 *ма* может рассеивать при комнатной температуре мощность около 0,25 *вт* при полезной мощности 40 *вт*. Для увеличения поверхности охлаждения клапаны на средние токи изготавливаются с радиаторами. Выпрямители, рассчитанные на очень большие токи — порядка 10^3 *а*, изготавливаются с принудительным воздушным и водяным охлаждением [Л. 29].

Из трех рассмотренных типов клапанов кремниевый клапан имеет минимальный обратный ток, наиболее пригоден для рабочей цепи магнитного усилителя, и видимо, станет для нее стандартным клапаном. В дальнейшем в магнитных усилителях повышение усиления по мощности должно пойти по линии улучшения материалов для сердечника, в частности уменьшения коэрцитивной силы H_c [Л. 30]. Кремниевые клапаны были изготовлены на предельно высокие температуры перехода и на прямые токи от нескольких миллиампер до нескольких ампер и обратные напряжения от нескольких вольт до тысячи и более вольт. В 1953 г. они впервые были применены для магнитных усилителей, и их быстрый прогресс с тех пор прочно закрепил за ними эту область применения.

8-5. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК КЛАПАНОВ

Окончательную оценку пригодности выпрямителя для магнитного усилителя лучше всего сделать в процессе испытаний его в реальной схеме усилителя. Однако можно провести ряд испытаний собственно выпрямителя и с их помощью определить заранее его пригодность для работы в схеме магнитного усилителя. Эти испытания могут служить основой контроля качества клапанов при их изготовлении и типовых испытаний при их приемке.

Простейшее испытание включает в себя снятие характеристик на постоянном токе в обоих направлениях. На рис. 8-12 показана схема измерения на постоянном токе падения напряжения в прямом направлении при номинальном значении прямого тока и обратного тока при номинальном обратном напряжении. Обратный ток может быть настолько мал, особенно у кремниевых клапанов, что для его измерения потребуются специаль-

ные усилители постоянного тока вместо обычных магнитоэлектрических приборов.

Измерения на постоянном токе ограничиваются снятием двух точек, по одной в каждом из направлений. Полную вольт-амперную характеристику в одном направлении можно наблюдать на экране электронного осциллографа, пользуясь схемой, приведенной на рис. 8-13. Питание испытываемого вентиля осуществляется пульсирующим напряжением одного знака в требуемом направлении с помощью однополупериодного выпрямителя, включенного последовательно между сетью и испытываемым выпрямителем. Напряжение и ток испытываемого вентиля подводятся к соответствующим пластинам электронного осциллографа. На экране осциллографа периодически, с частотой сети, вычерчивается вольт-амперная характе-

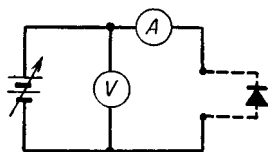


Рис. 8-12. Схема для снятия характеристик вентиля на постоянном токе.

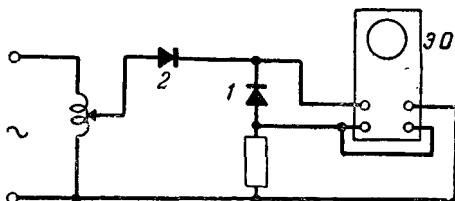


Рис. 8-13. Схема для наблюдения динамической вольт-амперной характеристики с помощью электронного осциллографа.

1 — испытываемый вентиль; 2 — вентиль источника питания.

ристика, которую можно сопоставлять с предварительно установленными граничными линиями.

В обоих описанных испытаниях питание вентиля осуществляется только в одном направлении. Если потери в вентиле существенны и связаны с его тепловым режимом, то желательно испытать вентиль при полной нагрузке. В однополупериодной схеме, изображенной на рис. 8-14, нагрузкой испытываемого вентиля является чисто активное сопротивление. На-

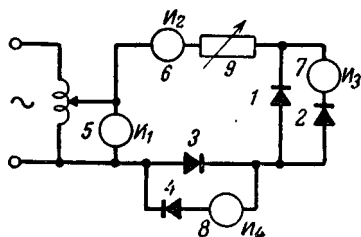


Рис. 8-14. Схема испытания вентиля под нагрузкой.

1—испытываемый вентиль; 2—выпрямитель, изолирующий измерительный прибор I_3 от обратного напряжения; 3—вентиль, проводящий ток в прямом направлении и изолирующий прибор I_4 от обратного тока; 4—вентиль, изолирующий прибор I_4 от падения напряжения в прямом направлении на вентиле 3; 5—прибор I_1 для измерения действующего значения напряжения питания; 6—

прибор I_2 для измерения прямого тока; 7—прибор I_3 для измерения прямого падения напряжения; 8—прибор I_4 для измерения обратного тока; 9—сопротивление для регулирования прямого тока.

пряжения и токи измеряются здесь с помощью четырех отдельных приборов. Особенностью этой схемы является применение в ней вентилей высокого класса с известными характеристиками, которые «направляют» токи в соответствующие приборы и позволяют раздельно измерять прямые и обратные характеристики. Такого рода испытание особенно полезно для селеновых и для высокотемпературных полупроводниковых вентилей (кремниевых и германиевых), так как в этих вентилях потери мощности в обратном направлении значительны и влияют на температурный режим и вольт-амперную характеристику вентиля.

ГЛАВА ДЕВЯТАЯ

ОДНОСЕРДЕЧНИКОВЫЙ МАГНИТНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ С САМОНАСЫЩЕНИЕМ

9-1. ОПИСАНИЕ СХЕМЫ

Если в рабочую цепь дросселя насыщения с одним сердечником (рис. 7-4) включить высококачественный вентиль, как показано на рис. 9-1, то получим усилитель с совершенно новыми характеристиками. Так как эта схема явилась развитием дросселя насыщения, она была названа дросселем насыщения со 100%-ной обратной связью и усилителем с самонасыщением или с самоподмагничиванием [Л. 31]. Но первый из этих терминов нельзя считать удачным, так как особенность усилителя заключается в отличии от дросселя насыщения, а не в сходстве с ним.

В своей простейшей форме усилитель состоит из дросселя, рабочая и управляющая обмотки которого расположены на сердечнике из материала с прямоугольной петлей гистерезиса (ортонол или дельтамакс). Рабочая обмотка, нагрузка и вентиль соединены последовательно и подключены к источнику синусоидального напряжения. Мощность, поступающая от источника питания в нагрузку, регулируется с помощью цепи управления. Благодаря вентилю в рабочей цепи ток нагрузки всегда содержит постоянную составляющую. Однако назначение этого вентиля — не выпрямление тока нагрузки, а коренное изменение принципа работы схемы, позволяющее получить такие усиления по мощности и быстродействию, которые были недостижимы в прежних схемах.

Рассматриваемый магнитный усилитель характеризуется следующими особенностями:

1. Вентиль запирается, когда напряжение сети становится отрицательным, и разрывает тем самым рабочую цепь дросселя на этот промежуток времени.

2. Ток нагрузки протекает только в течение положительного полупериода напряжения питания.

Так как усиление имеет место благодаря способности дросселя насыщаться, то для того, чтобы схема работала правильно, дроссель должен насыщаться в тот или иной момент в пределах положительного полупериода.

3. Наличие вентиля обуславливает наличие в рабочем токе (токе нагрузки) постоянной составляющей.

4. В течение отрицательного полупериода на дроссель действует только цепь управления; поток в сердечнике устанавливается только под воздействием напряжения на обмотке управления.

5. Магнитная индукция в положительный полупериод стремится достичь индукции насыщения $+B_s$; приращение индукции определяется вольт-секундами напряжения питания. В отрицательный полупериод индукция уменьшается от значения $+B_s$; изменение индукции оп-

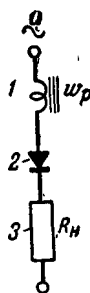


Рис. 9-1. Рабочая цепь магнитного усилителя с самонасыщением.

1 — рабочая обмотка дросселя; 2 — выпрямитель; 3 — сопротивление нагрузки.

ределяется цепью управления. В отрицательный полупериод сердечник не насыщается.

На основе этой качественной картины ниже дается математический анализ процессов в усилителе.

Магнитный усилитель с самонасыщением был первым из современных магнитных усилителей. Он появился тогда, когда в качестве магнитных усилителей применялись только дроссели насыщения, и поэтому, естественно, его аналитическая трактовка базировалась на теории дросселя насыщения. Хотя этот анализ был математически строг и мог лежать в основе расчета, перенесение терминологии и приписывание недостатков дросселя насыщения к новому усилителю суживали возможности развития последнего.

Появившееся в 1953 г. описание методов и хода процессов управления магнитного усилителя с самонасыщением [Л. 32] вызвало пересмотр аналитического подхода к нему, так как эти новые методы управления означали полный и окончательный отход от дросселя насыщения. Дальнейшее развитие усилителя с самонасыщением шло своим особым путем. Вскоре исследователи и расчетчики получили более широкие возможности оценки новых схем, базирующихся, с одной стороны, на классической методике анализа дросселя насыщения, с другой стороны, на теории нового усилителя. Сравнительное исследование обоих методов неизбежно привело к созданию более общей и более гибкой теории, с помощью которой можно было рассматривать не только дроссель насыщения и магнитный усилитель с самонасыщением, но и появляющиеся новые различные магнитные усилители.

Односердечниковый магнитный усилитель с самонасыщением представляет собой как бы простейшую ячейку, из которых строится большинство более сложных магнитных усилителей — одноктактных и двухтактных с выходом на переменном и постоянном токе. Все они анализируются по единой методике и классифицируются как магнитные усилители с самонасыщением.

9-2. СРАВНЕНИЕ МАГНИТНОГО УСИЛИТЕЛЯ С САМОНАСЫЩЕНИЕМ С ДРОССЕЛЕМ НАСЫЩЕНИЯ

Дроссель насыщения и магнитный усилитель с самонасыщением во многом отличаются друг от друга. В дросселе насыщения в течение обоих полупериодов

протекает значительный рабочий ток. В схеме с последовательным соединением рабочих обмоток это объясняется тем, что в каждом полупериоде насыщается один из сердечников, а в схеме с одним сердечником — тем, что вследствие взаимодействия рабочей и управляющей цепей в первой возникает значительный ток, соответствующий току управления. В противоположность этому в односердечниковом магнитном усилителе с самонасыщением ток в рабочей цепи протекает только в течение положительного полупериода напряжения питания. Выход дросселя насыщения чисто переменного тока без постоянной составляющей. Однако по существу их отличие имеет более глубокий характер; оно приводит к некоторому общему положению, на базе которого были созданы новые магнитные усилители.

При анализе дросселя насыщения с последовательным соединением рабочих обмоток было показано, что поток в сердечнике определяется суммарным воздействием напряжения питания и напряжения управления. Например, поток сердечника A (рис. 7-7) изменился за отрицательный полупериод на величину

$$\Delta\Phi_A \int_{t_{\pi}}^{t_{2\pi}} = \frac{1}{2\omega_p} \int_{t_{\pi}}^{t_{SB}} u dt - \frac{U_y}{2\omega_y} (t_{2\pi} - t_{SB}) - \\ - \frac{U_y}{2\omega_y} (t_{SB} - t_{\pi}) + R_y \frac{\omega_p^2}{\omega_y^2} \int_{t_{SB}}^{t_{2\pi}} i_H \cdot dt, \quad (9-1)$$

а за положительный полупериод — на величину

$$\Delta\Phi_A \int_{t_0}^{t_{\pi}} = \frac{1}{2\omega_p} \int_{t_0}^{t_{SA}} u dt + \frac{U_y}{2\omega_y} (t_{SA} - t_0). \quad (9-2)$$

Отрицательное приращение потока за отрицательный полупериод определяется величиной управляющего напряжения U_y , действующего навстречу напряжению питания. Так как напряжение U_y должно преодолеть дей-

ствие напряжения питания, то мощность, потребляемая от источника управляющего сигнала $U_y I_y$, оказывается значительной. В усилителе с самонасыщением клапан в рабочей цепи отключает дроссель от напряжения питания на время отрицательного полупериода; в результате источник сигнала управления должен обеспечить в течение полупериода только энергию, необходимую для изменения потока. Эту энергию можно выразить в виде

$$W = \frac{1}{8\pi} \int H dB. \quad (9-3)$$

Из этого простого положения вытекают очень важные выводы. Для дросселя насыщения был справедлив закон равенства ампер-витков, связывающий ток управления с током нагрузки: большей мощности выхода соответствовала и большая мощность управления. Вследствие этого для дросселя насыщения были характерны низкий коэффициент усиления и длительный переходный процесс. В усилителе с самонасыщением процессы в рабочей и управляющей цепях совершаются независимо друг от друга в разные полупериоды. Величина тока нагрузки ограничивается только допустимым нагревом рабочей обмотки, а величина управляющей мощности зависит только от характеристик сердечника. Можно, например, увеличить вдвое или втрое коэффициент усиления данного усилителя только за счет охлаждения его рабочих обмоток, без увеличения мощности управления. В отличие от дросселя насыщения, где поток в сердечнике определяется одновременным действием управляющего напряжения и напряжения питания, в усилителе с самонасыщением напряжение питания намагничивает сердечник до насыщения в рабочий полупериод, а управляющее напряжение действует самостоятельно и размагничивает сердечник от уровня насыщения в управляющий полупериод.

Это разделение рабочих функций и функций управления усилителя имеет очень важное значение и может явиться основой для более общей теории магнитных усилителей. Площадь петли «поток—ток» слева от оси ординат представляет собой минимальную энергию за полупериод (или мощность), которая должна быть затрачена на управление магнитным потоком. Поэтому, если в маг-

нитном усилителе в интервале управления вся мощность цепи управления будет затрачиваться только на изменение потока, то усилитель будет иметь максимально возможное усиление. Для этого необходимо, чтобы на время управления обмотки дросселя были изолированы от воздействия всех напряжений (особенно напряжения питания), противодействующих каким-либо образом действию напряжений и токов в управляющей цепи. Например, если кривая напряжения питания будет иметь прямоугольную форму (вместо синусоидальной) причем такую, что на протяжении определенной части периода напряжение равно нулю, то, осуществляя управление в пределах этого интервала, можно получить весьма эффективную схему. Такого же результата можно достигнуть, используя синхронный ключ в рабочей цепи.

9-3. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ УСИЛИТЕЛЯ

Магнитное состояние сердечника усилителя с самонасыщением, как и в других магнитных усилителях, изменяется периодически с частотой питания по частному циклу. Типичный цикл при некотором промежуточном выходе показан на рис. 9-2. В начале рабочего полупериода индукция равна B_0 . По мере увеличения вольт-секунд напряжения питания индукция возрастает до индукции насыщения $+B_s$. В момент насыщения дросселя ($B=B_s$) в рабочей цепи (в нагрузке) начинает протекать значительный ток. В начале отрицательного полупериода выпрямитель в рабочей цепи запирается и отключает рабочую обмотку от напряжения питания; индукция под влиянием тока (напряжения) в управляющей обмотке, действующего в противоположном направлении по сравнению с рабочим током, начинает уменьшаться, стремясь к $-B_s$. В конце отрицательного полупериода индукция снова становится равной B_0 , полярность напряжения питания меняется и выпрямитель начинает про-

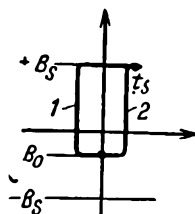


Рис. 9-2. Типичный цикл при некотором промежуточном выходе.

1 — в управляющий полупериод магнитная индукция изменяется от индукции насыщения B_s до начального значения B_0 ; 2 — в рабочий полупериод индукция возрастает до индукции насыщения B_s .

доть намагничивающий ток. Хотя ток управления продолжает протекать, индукция снова изменяется вверх по петле в направлении к $+B_s$. Напряжение питания (источник с малым внутренним сопротивлением) практически полностью прикладывается к рабочим обмоткам дросселя; вместе с напряжением в соответствии с законом Фара-

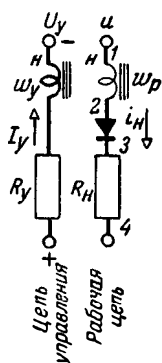


Рис. 9-3. Схема магнитного усилителя с самонасыщением.

дея изменяется поток в сердечнике. Момент насыщения дросселя, и следовательно, угол проводимости и среднее значение тока нагрузки определяются начальным значением индукции B_0 . Чем больше оно отличается от индукции насыщения $+B_s$, тем большее время требуется для того, чтобы индукция в течение положительного полупериода достигла насыщения и, следовательно, тем меньше интервал проводимости. С другой стороны, чем меньше ток управления, тем меньше изменение индукции в отрицательный полупериод и тем больше угол проводимости и ток нагрузки.

На рис. 9-3 приведена типичная схема магнитного усилителя с самонасыщением. Вентиль в рабочей цепи проводит ток только в положительный полупериод. Положительный рабочий ток, входящий в начало рабо-

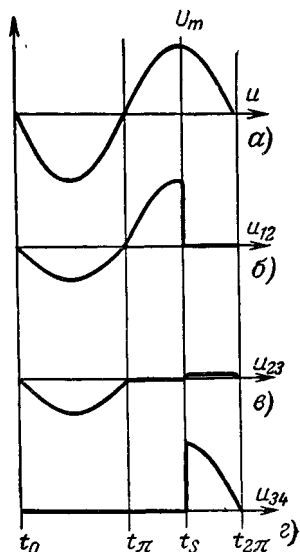


Рис. 9-4. Кривые напряжений на отдельных участках схемы, показанной на рис. 9-3.

а — напряжение питания; б — напряжение на дросселе; в — напряжение на выпрямителе; г — напряжение на нагрузке.

чей обмотки, намагничивает сердечник и стремится довести его до насыщения. В управляющий полупериод поток изменяется в направлении, противоположном тому, в котором он изменялся в рабочий полупериод. Поэтому полярность тока управления должна быть такой, чтобы он выходил из начала обмотки.

На рис. 9-4 показаны типичные формы кривых напряжений питания, на дросселе, на вентиле и на нагрузке. В начале отрицательного полупериода сердечник насыщен и поток изменяется вниз по петле под влиянием тока управления. На обмотке управления и в силу индуктивной связи между обмотками на рабочей обмотке происходит накопление отрицательных вольт-секунд. Этот процесс совершенно не зависит от напряжения питания, так как в этот полупериод клапан заперт. Необходимо отметить, что величина обратного напряжения выпрямителя рассчитывается, исходя не из полного напряжения питания, а только из разности между ним и напряжением, индуктированным на рабочей обмотке дросселя. Когда наступает положительный полупериод, все напряжение питания ложится на рабочую обмотку дросселя, приращение потока изменяет знак. В момент насыщения t_s напряжение на дросселе падает и все напряжение питания прикладывается к нагрузке (пренебрегая падением напряжения на насыщенном дросселе и на вентиле). Такой режим будет продолжаться до конца положительного полупериода, когда клапан запирается и действие схемы повторяется.

За каждый полупериод возникают одинаковые по величине и противоположные по знаку приращения потока. Согласно закону Фарадея

$$\frac{1}{w_p} \int_{t_\pi}^{t_{2\pi}} u_{12} dt = -\frac{1}{w_p} \int_{t_0}^{t_\pi} u_{12} dt. \quad (9-4)$$

Приращение потока в рабочий полупериод

$$\Delta\Phi_p \int_{t_\pi}^{t_{2\pi}} = S(B_s - B_0) = \frac{1}{w_p} \int_{t_\pi}^{t_s} u dt, \quad (9-5)$$

где u — напряжение питания. Соответствующее приращение за управляющий полупериод

$$-\Delta\Phi_y = \Delta\Phi_p = -\frac{1}{w_p} \int_{t_0}^{t_\pi} u_{12} dt, \quad (9-6)$$

где w_p — число витков рабочей обмотки; u_{12} — напряжение на дросселе, вызванное действием только цепи управления.

Если сердечник дросселя имеет идеально прямоугольную петлю гистерезиса ($\frac{B_r}{B_s} = 1$), то при токе управления, равном нулю, частный цикл имеет вид, показанный на рис. 9-5, а угол проводимости будет максимальным и

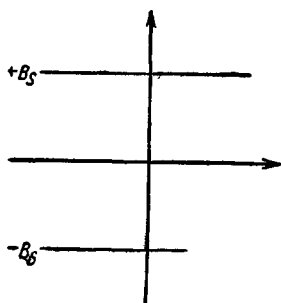


Рис. 9-5. Частный цикл для сердечника, имеющего идеально прямоугольную петлю гистерезиса ($B_r/B_s = 1$). Режим максимального выхода.

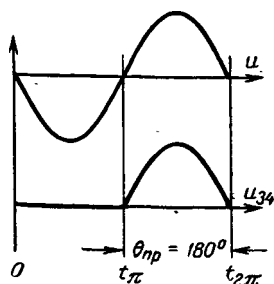


Рис. 9-6. Кривая напряжения на нагрузке для режима максимального выхода в случае, если сердечник имеет идеально прямоугольную петлю ($B_r/B_s = 1$).

равным 180° . Это объясняется тем, что сердечник остается насыщенным, когда клапан запирается в управляющий полупериод, и продолжает оставаться насыщенным, когда напряжение питания изменяет знак и клапан начинает проводить ток. Таким образом, рабочий ток начинает протекать с момента, когда напряжение питания изменило знак. Кривая напряжения на нагрузке для этого случая приведена на рис. 9-6. Соответствующая этому случаю характеристика вход — выход представлена на рис. 9-7, кривой a ; максимум выход-

да имеет место при токе управления, равном нулю. Если коэффициент прямоугольности отличен от единицы ($B_r < B_s$), то частный цикл при токе управления, равном нулю, будет иметь вид, показанный на рис. 9-8. В течение положительного полупериода дроссель насыщается

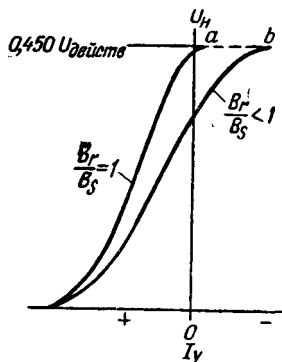


Рис. 9-7. Типичная характеристика вход—выход.

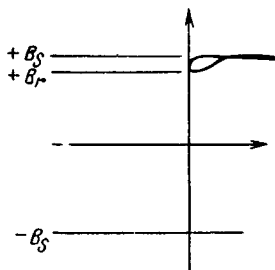


Рис. 9-8 Частный цикл при токе управления, равном нулю, если коэффициент прямоугольности отличен от единицы ($B_r/B_s < 1$).

ся. При перемене знака напряжения питания выпрямитель запирается, а индукция уменьшается до значения $+B_r$ и остается неизменной до тех пор, пока напряжение питания не станет снова положительным. В этот мо-

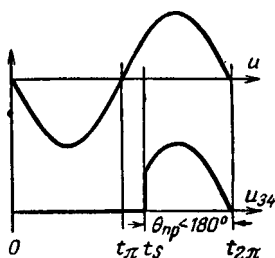


Рис. 9-9. Кривая напряжения на нагрузке при токе управления, равном нулю, для случая, когда коэффициент прямоугольности отличен от единицы ($B_r/B_s < 1$).

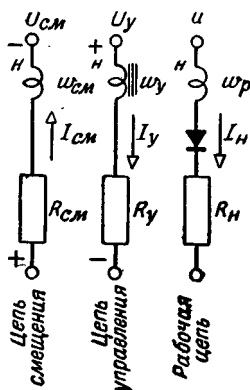


Рис. 9-10. Схема магнитного усилителя с самонасыщением при наличии обмотки смещения.

мент клапан начинает проводить, но поскольку сердечник не насыщен, на дросселе должна накопиться достаточная величина вольт-секунд, соответствующая изменению индукции от значения $+B_r$ до значения $+B_s$. В течение этого времени может протекать только намагничивающий ток, а рабочий ток насыщения начинает протекать лишь некоторое время спустя после перемены знака напряжения питания—по достижении момента времени t_s .

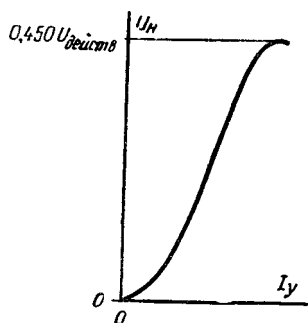


Рис. 9-11. Характеристика вход—выход при наличии обмотки смещения.

На рис. 9-9 приведена кривая напряжения на нагрузке при токе управления, равном нулю, для случая сердечника с коэффициентом прямоугольности, меньшим единицы. Как видно из этой кривой, вольт-секунды в интервале $t_{\pi} - t_s$ «потеряны» в дросселе, в результате чего уменьшаются максимальные величины рабочего тока и выходной мощности. Однако, если изменить направление управ-

ляющего тока, то можно снова получить максимальную величину угла проводимости, равную 180° . Соответствующая этому случаю характеристика вход—выход представлена на рис. 9-7, кривой *b*. Максимальная выходная мощность здесь такая же, что и при сердечнике с большим коэффициентом прямоугольности, но характеристика идет более полого и, следовательно, усилитель имеет меньшее усиление по мощности.

Такое положение характеристики вход—выход, как на рис. 9-7, при котором ток нагрузки увеличивается при уменьшении тока управления, и наоборот, не всегда удобно в практике. Если дроссель выполнить с тремя обмотками и третью обмотку использовать в качестве обмотки смещения, то, подавая в нее ток соответствующей величины и полярности, можно полностью размагнитить дроссель. Если теперь изменить направление тока управления, то схема на рис. 9-10 будет иметь характеристику вход—выход, показанную на рис. 9-11. Она представляет собой смещенную вправо вдоль горизонтальной оси характеристику на рис. 9-7; наклон ее и максималь-

ное значение выходной мощности при этом не изменились. Принцип действия схемы также остался неизменным. В этом случае размагничивание дросселя в управляющий полупериод определяется разностью токов смещения и управления. Подчеркнем, что теперь ток управления, как и рабочий ток, входит в начало обмотки.

ГЛАВА ДЕСЯТАЯ

РАБОЧИЙ РЕЖИМ МАГНИТНОГО УСИЛИТЕЛЯ С САМОНАСЫЩЕНИЕМ

10-1. ВЫХОДНАЯ МОЩНОСТЬ

Поскольку рабочий и управляющий процессы в магнитном усилителе с самонасыщением протекают независимо друг от друга, они могут рассматриваться отдельно. В полупериод, когда выпрямитель проводит ток, индукция в сердечнике изменяется от начального значения B_0 до индукции насыщения B_s . В интервале, предшествующем насыщению дросселя, через нагрузку протекает только намагничивающий ток дросселя. Этот ток при правильно спроектированном усилителе очень мал по сравнению с рабочим током в интервале после насыщения и поэтому при определении мощности нагрузки им можно пренебречь. В момент времени t_s , когда индукция достигает значения B_s , дроссель насыщается и для рабочей цепи имеет место следующее уравнение для мгновенных значений:

$$u = i_n R_n + u_{np} + u_s, \quad (10-1)$$

где u — напряжение питания;

u_{np} — прямое падение напряжения на выпрямителе;

u_s — падение напряжения на рабочей обмотке насыщенного дросселя. Два последних члена этого выражения при соответствующем проектировании усилителя могут быть сделаны малыми по сравнению с напряжением на нагрузке. При применении германиевых и кремниевых вентилях в рабочей цепи прямое падение напряжения снижается до нескольких процентов от напряжения питания. Падение напряжения на насыщенном дросселе также может быть сведено к минимуму; например, в то-

роидальном сердечнике оно приближается к значению падения напряжения на активном сопротивлении обмотки.

Таким образом, хотя дроссель проводит ток только в течение части периода напряжения питания, его к. п. д. высок, так как внутреннее падение напряжения в дросселе мало по сравнению с напряжением питания и напряжением на нагрузке. Практически достигаются значения к. п. д. порядка 85—95% при любых уровнях выходной мощности. Такой высокий к. п. д. лучше всего свидетельствует о целесообразности применения магнитных усилителей в системах автоматического регулирования и управления.

Размеры и вес дросселя и вентиля определяют-ся падениями напряжения $u_{пр}$ и u_s , которые в свою очередь определяют максимальные потери мощности в дросселе и выпрямителе при максимальной выходной мощности. Размеры каждого из этих элементов схемы зависят от максимальной температуры нагрева его в рабочих условиях. Максимальная температура отдельных точек дросселя должна быть ниже предельной температуры, при которой начинает портиться изоляция проводов, пропитывающие лаки и т. п. Аналогично максимальная температура вентиля (селенового, кремниевого или германиевого) не должна повышаться до предела, при котором вентиль разрушается.

Если дроссель чрезмерно нагревается, то следует либо применить провод с более термостойкой изоляцией, либо перейти на сердечник больших размеров, с большей площадью обмоточного окна. Последнее позволяет увеличить диаметр провода рабочей обмотки и, следовательно, уменьшить потери при заданном рабочем токе. Аналогично в случае перегрузки вентиля он должен быть заменен другим, имеющим большую рабочую поверхность, что уменьшит падение напряжения в прямом направлении и как следствие этого потери мощности. Следует отметить, что номинальные данные должны определяться по максимальной температуре, а не по превышению температуры по отношению к окружающей среде. Например, если магнитный усилитель с самонасыщением в лабораторных условиях может обеспечить мощность нагрузки порядка 100 вт, то при температуре окружающей среды порядка 75°С. (что имеет место

в установках военного назначения) эта мощность должна быть резко снижена.

Превышение температуры какого-либо устройства относительно температуры окружающей среды зависит от величины суммарных потерь мощности в нем и поверхности охлаждения, служащей в данной конструкции для отвода тепла от устройства путем конвекции и теплопроводности. Возможность уменьшения габаритов кремниевых и германиевых вентилях объясняется тем, что прямое падение напряжения в них очень мало и, следовательно, малы потери мощности и количество выделяющегося тепла. Дополнительное преимущество кремниевого вентиля состоит в том, что он может работать при внутренних температурах до 150°C . Это позволяет уменьшить его размеры для заданных потерь мощности в прямом направлении.

Большинство фирм, изготавливающих выпрямители, снабжают свою продукцию точными кривыми зависимости максимальной величины прямого тока от окружающей температуры для каждого способа монтажа выпрямителя. Вентили могут охлаждаться или только путем конвекции, или одновременно путем конвекции и теплопроводности; последнее относится к случаю, когда выпрямитель смонтирован со специальным теплоотводом определенной конструкции и размеров. Получить подобные кривые для дросселя довольно сложно. Надежнее всего определить повышение температуры дросселя опытным путем в процессе его разработки с помощью термопары, располагаемой на поверхности дросселя, или по увеличению сопротивления постоянному току одной из обмоток по отношению к ее сопротивлению при температуре окружающей среды. Если температура дросселя будет намного ниже допустимой для данных конструкций и материалов, то можно уменьшить размеры сердечника, а рабочую обмотку выполнить из провода меньшего сечения и с большим сопротивлением. Получение характеристик сердечников, изготовленных из материалов с высоким коэффициентом прямоугольности (ортонол, дельтамакс), обычно не представляет трудностей, так как их петля гистерезиса мало изменяется при изменении температуры (рис. 5-14).

Размеры любого электромагнитного устройства, работающего на переменном токе, могут быть уменьшены

при увеличении частоты. Именно из этого соображения для питания электрооборудования современных самолетов, управляемых человеком, выбрана рабочая частота 400 гц, а для ракет и других установок, где снижение размеров и веса имеет определяющее значение, — частота порядка нескольких килогерц. Размеры вентиля в рабочей цепи не зависят от частоты, но размеры и вес дросселя для одной и той же выходной мощности существенно уменьшаются при более высокой частоте [Л. 33]. Это очевидно из уравнения трансформатора

$$U_{\text{действ}} = 4,44\omega S f B_m \cdot 10^{-8}. \quad (3-42)$$

В это уравнение, связывающее напряжение питания с амплитудой индукции, входит и частота. При более высоких частотах каждый полупериод напряжения питания соответствует меньшему числу вольт-секунд, так как продолжительность полупериода уменьшается. Поскольку по закону Фарадея число вольт-секунд равно потокоцеплению, то тот же перепад магнитной индукции от B_0 до B_s может быть получен при меньшем числе витков. Это меньшее число витков при той же площади обмоточного окна сердечника может быть намотано проводом соответственно большего сечения. В результате уменьшится полное сопротивление насыщенного дросселя, что позволит при заданных потерях мощности получить большие рабочие токи. Таким образом, при увеличении частоты и соответствующем изменении рабочей обмотки один и тот же сердечник может служить для управления большей мощностью без увеличения потерь в дросселе.

Номинальная мощность выхода магнитного усилителя с самонасыщением определяется, таким образом, исключительно максимальной допустимой рабочей температурой основных элементов схемы: выпрямителя и рабочей обмотки дросселя. Эта мощность не зависит от процессов в цепи управления (как и в двухтактном ламповом усилителе в классе А или АВ₁). В отличие от указанного выходная мощность дросселя насыщения определяется как допустимым повышением температуры дросселя, так и величиной мощности управления. Если провести аналогию с электронными лампами, то дроссель насыщения может быть уподоблен ламповому каскаду в классе АВ₂ и в классе В, для которого, как и для

дресселя насыщения, характерна необходимость значительной управляющей мощности. В случае лампового усилителя эта мощность идет на создание положительного потенциала на управляющей сетке; уровень сеточной мощности определяет максимум выходной мощности.

10-2. НАПРЯЖЕНИЕ ПИТАНИЯ И ЧИСЛО ВИТКОВ РАБОЧЕЙ ОБМОТКИ w_p

Необходимо тщательно рассмотреть вопросы расчета рабочей обмотки магнитного усилителя с самонасыщением. Потери мощности в дросселе и к. п. д. схемы в целом определяются в основном активным сопротивлением рабочей обмотки, которое зависит от сечения провода, средней длины витка и числа витков обмотки.

В рабочий полупериод индукция изменяется от начального значения B_0 до индукции насыщения B_s . В режиме минимального выхода дроссель к самому концу положительного полупериода почти достигает насыщения. При этом перепад индукции наибольший, и так как насыщение еще не имеет места, то напряжение питания, частота, максимальное значение индукции и активное сечение сердечника связаны между собой уравнением трансформатора. Действительно, это уравнение было получено (гл. 3) из закона Фарадея, связывающего число вольт-секунд за полупериод синусоидального напряжения питания с вызванным им приращением потокосцепления при условии отсутствия насыщения.

Если размеры сердечника и частоты фиксированы, то число витков рабочей обмотки определяется действующим значением напряжения питания. Уравнение трансформатора связывает перепад индукции $2B_m$ по петле гистерезиса с напряжением питания при отсутствии насыщения. Необходимо отметить, что этот перепад индукции происходит за весь рабочий полупериод, если в течение его не происходит насыщения сердечника. В зависимости от выбранного числа витков рабочей обмотки w_p перепад индукции $2B_m$ будет находиться в определенном соотношении с предельно возможным перепадом индукции $2B_s$ для данного материала сердечника. При этом возможны три случая:

1. $2B_m > 2B_s$.

Число витков рабочей обмотки относительно невелико, и перепад индукции $2B_m$, соответствующий напряже-

нию питания, более чем $2B_S$. Следовательно, если даже к дросселю не прикладываются дополнительные напряжения, то сердечник насыщается в каждый из полупериодов. Соответствующие этому случаю петля и кривая намагничивающего тока представлены на рис. 10-1, а. Возрастание тока перед концом каждого полупериода

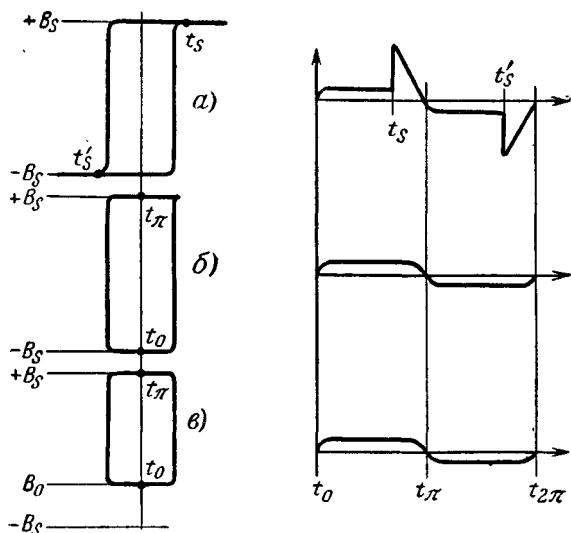


Рис. 10-1. Три режима намагничивания.

а — $2B_m > 2B_S$; б — $2B_m = 2B_S$; в — $2B_m < 2B_S$.

вызвано насыщением; среднее или действующее значение рабочего тока при этом велико.

2. $2B_m = 2B_S$.

В этом случае число витков рабочей обмотки выбрано так, что напряжение питания вызывает изменение индукции от $+B_S$ до $-B_S$ без насыщения сердечника. Петля и кривая намагничивающего тока для этого случая представлены на рис. 10-1, б.

3. $2B_m < 2B_S$.

Число витков w_p здесь больше, чем в предыдущих двух случаях, и напряжение питания вызывает перепад индукции, который меньше максимально возможного для ненасыщенного сердечника. Магнитное состояние

изменяется по частному циклу, насыщение не наступает. Соответствующие этому случаю петля и кривая намагничивающего тока показаны на рис. 10-1, в.

Первый режим почти непригоден для практики — у дросселя с относительно малым числом витков рабочей обмотки минимальная величина выходной мощности будет велика. Между тем при проектировании усилителя всегда ставится условие получения высокого отношения максимального выхода к минимальному (коэффициента кратности). При чрезмерном перепаде индукции сердечник насыщается в рабочий полупериод независимо от действия цепей управления и смещения; это сказывается отрицательным образом на величине отношения максимального выхода к минимальному. В практике для большинства магнитных усилителей требуется, чтобы при нулевом сигнале на входе дроссель был полностью «заперт», т. е. чтобы рабочий ток был возможно меньшим. Поэтому первый режим допускается очень редко.

Второй режим практически переходит в первый или третий, так как напряжение питания очень редко поддерживается постоянным с идеальной точностью. Если напряжение сети повысится на несколько процентов, то дроссель в рабочий полупериод всегда достигнет насыщения (режим 1), а если напряжение уменьшится на несколько процентов, то будет иметь место режим 3.

Этот третий режим обычно и является нормальным режимом дросселя. Соответственно выбирается число витков рабочей обмотки. При этом дроссель в режиме минимального выхода не должен насыщаться. Так как в третьем режиме по сравнению с двумя другими число витков рабочей обмотки максимально, то сопротивление рабочей обмотки и потери мощности в дросселе также максимальны. Однако к. п. д. усилителя уменьшается при этом весьма незначительно. Число витков w_p выбирается, исходя из максимально возможного в данных условиях напряжения питания. Кроме того, для запаса, перепад индукции $2B_m$ устанавливается несколько меньшим, чем $2B_s$. Таким образом, решая уравнение трансформатора относительно числа витков рабочей обмотки, получаем:

$$w_p = \frac{U_{\text{действ}}}{4,44 S f B_m} \cdot 10^8, \quad (10-2)$$

где $U_{\text{действ}}$ — действующее значение «потолка» напряжения питания;

B_m — индукция, несколько меньшая индукции насыщения B_s для данного материала сердечника.

Если выбрать индукцию B_m много меньше, чем B_s , то соответственно возрастут число витков w_p рабочей обмотки и ее сопротивление. В этом случае уменьшение к. п. д. может стать значительным, так как дроссель будет перегреваться. Однако практически число витков рабочей обмотки выбирается достаточно большим, чтобы избежать (с некоторым запасом) насыщения сердечника в режиме минимального выхода. В простой однополупериодной схеме (рис. 9-3) только напряжение питания рабочей цепи обуславливает изменение магнитного состояния дросселя в рабочий полупериод. Поэтому число витков w_p определяется здесь только величиной этого напряжения. Однако в более сложных схемах магнитных усилителей с самонасыщением к обмотке дросселя может быть приложено больше вольт-секунд, чем имеется в одной полуволне напряжения питания. В таких случаях число витков w_p должно рассчитываться с учетом этого большего числа вольт-секунд.

10-3. СВЯЗЬ МЕЖДУ ТОКОМ НАГРУЗКИ И УРОВНЕМ ИНДУКЦИИ К НАЧАЛУ РАБОЧЕГО ПОЛУПЕРИОДА

Если число витков рабочей обмотки выбрано так, что $2B_m < 2B_s$ (третий режим), то при минимальном выходе индукция в сердечнике к концу рабочего полупериода только-только достигает индукции насыщения B_s . Соответствующий частный цикл показан на рис. 10-1, в. Обозначим индукцию в режиме минимального выхода в начале рабочего полупериода через B_0' ; тогда разность между $B_0' + B_s$ равна $2B_m$. Если принять, что насыщение происходит при $+B_s$, то пределы изменения индукции B_0' устанавливаются соотношением

$$B_0' = B_s - 2B_m. \quad (10-3)$$

Индукция B_0' отрицательна, если $|2B_s| > |2B_m| > |B_s|$, и положительна, если $|B_s| > |2B_m| > 0$.

Значение индукции B_0' может изменяться в пределах $\pm B_s$, но в рассматриваемом простейшем однополупери-

одном усилителе оно должно быть близким к $-B_S$. Связь между B_0' , B_m и B_S показана на рис. 10-2 на петле, соответствующей режиму минимального выхода.

Можно установить точную математическую зависимость между напряжением на нагрузке и начальным значением индукции B_0 . Если с помощью цепей управления и смещения установить к концу управляющего полупериода значение индукции B_0 в пределах от B_0' до $+B_S$ с тем, чтобы в последующий рабочий полупериод

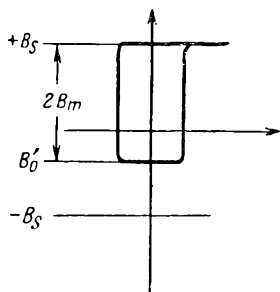


Рис. 10-2. Частный цикл в режиме минимального выхода; B_0' — начальное значение магнитной индукции.

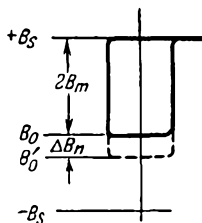


Рис. 10-3. Частный цикл при некотором сигнале управления; ΔB_n — параметр управления.

сердечник насыщался раньше или позже в зависимости от разницы между B_0' и B_0 , то таким образом можно управлять напряжением на нагрузке. Разность $B_0' - B_0$ будем называть параметром управления и обозначать через ΔB_n (рис. 10-3). Часть петли, которая показана пунктиром, относится к режиму минимального выхода; сплошной линией показана петля в режиме, когда дросель насыщается в рабочий полупериод и по нему проходит значительный рабочий ток (ток нагрузки).

Когда начальное значение индукции равно B_0' , напряжением на нагрузке можно пренебречь и считать угол проводимости $\theta_{пр}$ равным нулю. По мере того как начальная индукция изменяется от значения B_0' до значения $+B_S$, сердечник в рабочий полупериод насыщается все раньше и раньше и угол $\theta_{пр}$ увеличивается. Наконец, если индукция B_0 приближается к индукции насыщения $+B_S$, то сердечник будет насыщен большую часть рабочего полупериода, угол $\theta_{пр}$ почти достигает 180° и мощность в нагрузке максимальна. Таким образом, с увеличением параметра управления ΔB_n возрастают напряже-

ние на нагрузке и угол проводимости. На рис. 10-4 показаны частные циклы и кривые зависимости индукции и тока нагрузки от времени для двух значений начальной индукции B_0 , отличных от B_0' .

Среднее значение рабочего тока (тока нагрузки) определяется значением начальной индукции B_0 или точ-

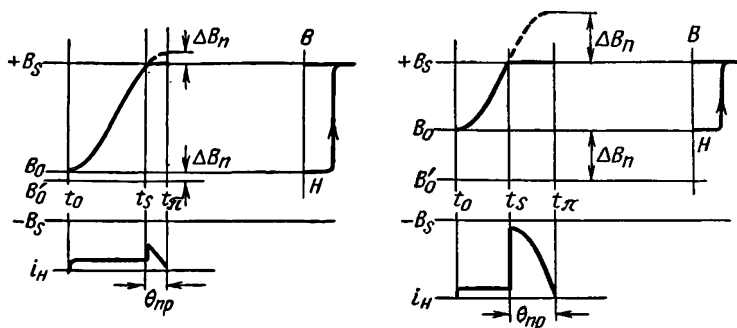


Рис. 10-4. Частные циклы и кривые зависимости индукции и тока нагрузки от времени для двух значений начальной индукции.

нее параметром управления ΔB_{π} . Функция цепей управления и смещения заключается в том, чтобы в управляющий полупериод устанавливать определенное значение параметра управления ΔB_{π} и этим косвенно управлять мощностью нагрузки.

10-4. ЗАВИСИМОСТЬ УГЛА ПРОВОДИМОСТИ $\theta_{пр}$ И НАПРЯЖЕНИЯ НА НАГРУЗКЕ ОТ ПАРАМЕТРОВ УПРАВЛЕНИЯ ΔB_{π}

Можно вывести простые математические соотношения между параметром управления ΔB_{π} , углом проводимости $\theta_{пр}$ и напряжением на нагрузке. Пока сердечник не насыщен, напряжение питания вызывает изменение индукции в сердечнике по косинусоидальному закону

$$B = B_m \cos \theta_S. \quad (10-4)$$

Нормально индукция изменяется от B_0 до $+B_S$. Для упрощения последующего анализа воспользуемся графиком, приведенным на рис. 10-5. Здесь на кривой зависимости индукции от времени нанесены ее значения для

различных моментов времени рабочего полупериода. Ось абсцисс ($B=0$) соответствует нулевому значению функции (10-4). Сплошная линия на участке от $-B_m$ до $+B_s$ представляет изменение индукции в интервале, предшествующем насыщению. Пунктирная линия над $+B_s$ показывает дальнейшее изменение индукции в случае отсутствия насыщения. В режиме минимального выхода, наибольшее значение, которого достигает индукция $+B_m$, как раз совпадает с $+B_s$. По мере того как ΔB_{π} увеличивается от нуля и начинает протекать рабочий ток, кривая $B=f(t)$ смещается на величину ΔB_{π} вверх и пересекает прямую $+B_s$. Теперь точка, соответствующая $+B_m$, лежит выше на величину ΔB_{π} . В момент насыщения (t_s, θ_s) индукция, изменяющаяся под действием напряжения питания, равна индукции насыщения

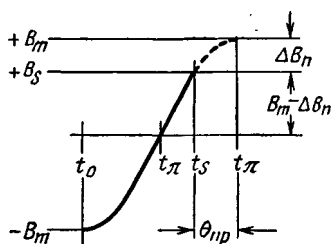


Рис. 10-5. Графический метод определения перепада магнитной индукции.

$$-B_m \cos \theta_s = +B_s = B_m - \Delta B_{\pi}. \quad (10-5)$$

Из уравнения (10-5) имеем:

$$\cos \theta_s = \frac{\Delta B_{\pi}}{B_m} - 1. \quad (10-6)$$

Так как угол проводимости и угол насыщения связаны соотношением

$$\theta_s = 180^\circ - \theta_{\text{пр}}, \quad (10-7)$$

то

$$\cos \theta_{\text{пр}} = -\cos \theta_s; \quad (10-8)$$

$$\theta_{\text{пр}} = \arccos \left(1 - \frac{\Delta B_{\pi}}{B_m} \right). \quad (10-9)$$

График зависимости угла проводимости $\theta_{\text{пр}}$ от параметра управления ΔB_{π} приведен на рис. 10-6. По мере того как

параметр управления под воздействием цепи управления изменяется от 0 до $2B_m$, угол проводимости увеличивается от 0 до 180° ; вместе с этим увеличивается рабочий ток.

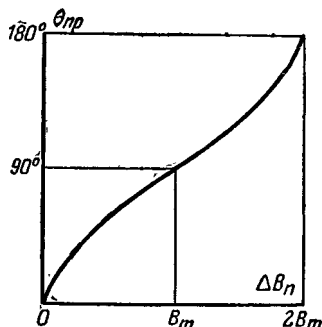
Средний ток нагрузки связан с ΔB_π простой зависимостью. В промежуток времени, предшествующий насыщению, все напряжение питания ложится на рабочую обмотку дросселя и индукция в сердечнике изменяется от $-B_m$ до $+B_s$ (рис. 10-5). Количество вольт-секунд A_p на рабочей обмотке за этот интервал равно:

$$A_p = \omega_p S (2B_m - \Delta B_\pi). \quad (10-10)$$

Полное число вольт-секунд A напряжения питания за полупериод связано с перепадом индукции выражением

$$A = 2\omega_p S B_m. \quad (10-11)$$

Рис. 10-6. График зависимости угла проводимости $\theta_{пр}$ от параметра управления ΔB_π .



Вольт-секунды напряжения питания за весь рабочий полупериод распределяются между рабочей обмоткой дросселя (до насыщения) и нагрузкой (после насыщения). Таким образом, вольт-секунды нагрузки определяются как

$$A_n = A - A_p = \quad (10-12)$$

$$= \Delta B_\pi \omega_p S. \quad (10-13)$$

Вольт-секундные площади напряжения питания и напряжения на нагрузке находятся в таком же соотношении, как средние значения этих напряжений. Среднее значение напряжения на нагрузке U_n может быть представлено в виде

$$U_n = \frac{A_n}{A} U = \quad (10-14)$$

$$= U \frac{\Delta B_\pi \omega_p S}{2\omega_p S B_m} = \quad (10-15)$$

$$= \frac{U \Delta B_\pi}{2B_m}. \quad (10-16)$$

Поскольку среднее значение напряжения питания равно $\frac{U_{\text{действ}}}{2,22} *$, то

$$U_{\text{н}} = \frac{U_{\text{действ}} \Delta B_{\text{п}}}{4,44 B_m}. \quad (10-17)$$

С помощью уравнения (10-17) можно определить влияние коэффициента прямоугольности сердечника на величину максимального выхода при нулевом сигнале на входе. При коэффициенте прямоугольности, равном единице, параметр управления $\Delta B_{\text{п}}$ может изменяться от нуля (режим минимального выхода) вплоть до $2B_m$. Однако, если значение остаточной индукции B_r заметно меньше индукции насыщения B_s , то при отсутствии управления начальное значение индукции B_0 будет равно остаточной индукции B_r и приращение $\Delta B_{\text{п}}$ уменьшится на величину $B_s - B_r$. Таким образом при $\frac{B_r}{B_s} = 1$

$$U_{\text{н. макс}} = U \frac{2B_m}{2B_m} = \frac{U_{\text{действ}}}{2,22}, \quad (10-18)$$

а при $\frac{B_r}{B_s} < 1$

$$U_{\text{н. макс}} = \frac{U_{\text{действ}}}{2,22} \left(\frac{2B_m - [B_s - B_r]}{2B_m} \right) = \quad (10-19)$$

$$= \frac{U_{\text{действ}}}{2,22} \left(1 - \frac{B_s - B_r}{2B_m} \right). \quad (10-20)$$

Среднее значение напряжения на нагрузке в режиме максимального выхода уменьшается на $100 \frac{B_s - B_r}{2B_m} \%$.

Итак, средние значения напряжения и тока нагрузки прямо пропорциональны параметру управления $\Delta B_{\text{п}}$. Когда $\Delta B_{\text{п}}$ равно нулю, дроссель не насыщен и рабочая цепь как бы разомкнута, а при $\Delta B_{\text{п}} = 2B_m$ схема работает в режиме максимального выхода и в рабочий полупериод все напряжение питания приложено к нагрузке.

Таким образом, задачей цепи управления магнитного усилителя с самонасыщением является установление соответствующего уровня начальной индукции B_0 и параметра управления $\Delta B_{\text{п}}$ в отрицательный полупериод, когда рабочая цепь неактивна, так как она заперта своим выпрямителем.

* Здесь автор под средним значением напряжения понимает среднее за период значение однополупериодного напряжения.
Прим. ред.

УПРАВЛЕНИЕ НАМАГНИЧИВАЮЩЕЙ СИЛОЙ

11-1. СУЩНОСТЬ МЕТОДА УПРАВЛЕНИЯ

Управление магнитным усилителем с самонасыщением, как и дросселем насыщения, может осуществляться с помощью постоянного тока в обмотке управления. Этот метод называется управлением намагничивающей силой (н. с.) или управлением от источника тока (постоянно-

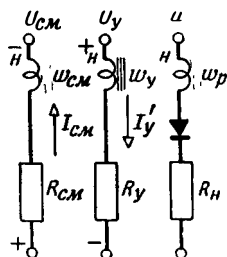


Рис. 11-1. Схема однопериодного усилителя с самонасыщением с цепями управления и смещения.

го). Намагничивающая сила и напряженность магнитного поля являются независимыми переменными, вызывающими в управляющий полупериод размагничивание дросселя до требуемого уровня начальной индукции B_0 . Управление от источника постоянного тока получило широкое распространение не только в дросселях насыщения и магнитных усилителях с самонасыщением, но и в других типах магнитных усилителей. Чаще всего, если не считать дросселя насыщения, этот метод управления встречается в магнитных усилителях с самонасыщением. Поэтому этот

случай управления будет рассмотрен первым и будет служить основой для последующих рассуждений.

На рис. 11-1 приведена схема простого однопериодного усилителя с самонасыщением. Рабочая цепь с активной нагрузкой питается от сети переменного тока, а обмотки смещения и управления — от источников постоянного тока. Действие цепей управления и смещения можно рассматривать как управление н. с. (от источника тока), поскольку обе они совершенно одинаково влияют на изменение потока. Как было показано в гл. 9, н. с. обмотки смещения действует навстречу н. с. рабочей обмотки и полностью размагничивает дроссель. Намагничивающая сила обмотки управления компенсирует в разной степени (в зависимости от величины) н. с. смещения и этим управляет начальным значением индукции B_0 , параметром управления ΔB_n и в конечном счете

током нагрузки. В управляющий полупериод на величину индукции оказывает влияние только разность этих двух н. с. Таким образом, для целей анализа можно ограничиться схемой, изображенной на рис. 11-2, имеющей, кроме рабочей, только одну обмотку управления с током

$$I_y = I_{cm} - I'_y. \quad (11-1)$$

Ток I_y протекает в течение обоих полупериодов, рабочего и управляющего. Источник питания постоянного тока имеет большое внутреннее сопротивление и поэтому ток I_y не зависит от величины напряжения на дросселе. В управляющий полупериод клапан запирает рабочую цепь и изменение потока в сердечнике определяется только величиной н. с. управляющей обмотки; при этом индукция в сердечнике изменяется от значения насыщения $+B_s$, соответствующего концу рабочего полупериода, до начального значения B_0 , что определяет параметр управления ΔB_n , напряжение и ток нагрузки.

Сначала для анализа магнитной цепи ее характеризовали зависимостью между магнитным потоком и намагничивающей силой, созданной постоянным током в катушке. Затем эту характеристику дополнили законом Фарадея, устанавливающим зависимость между напряжением и потоком. Напряжение и поток связаны точным математическим уравнением, тогда как соотношение между потоком и током устанавливается экспериментальной петлей гистерезиса. В магнитной цепи в качестве независимой переменной можно принять либо ток, либо напряжение, но для рассматриваемого метода управления магнитного усилителя управляющей величиной является ток I_y источника с большим внутренним сопротивлением. Этот ток в управляющий полупериод изменяет индукцию сердечника по одному из частных гистерезисных циклов до требуемого значения. Для материалов сердечников, отличающихся хорошей прямоугольностью,

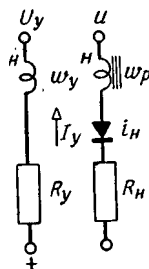


Рис. 11-2. Схема однополупериодного усилителя с самонасыщением и только с одной обмоткой управления.

между током управления и перепадом индукции существует однозначная зависимость. Эта зависимость может быть выражена математически, хотя это и представляет известные трудности; кроме того, ее можно получить и опытным путем.

Вернемся снова к дросселю насыщения, сравнение с которым очень полезно для понимания специфики процессов в усилителе с самонасыщением. Из уравнений гл. 7 следует, что точный математический расчет характеристики вход — выход дросселя насыщения возможен и без учета характеристик сердечника. Здесь управляющее напряжение постоянного тока определяет значение тока нагрузки, действуя встречно или согласно с напряжением питания рабочих обмоток. В магнитном усилителе с самонасыщением такая же цепь управления действует иным образом; она независимо от напряжения питания вызывает изменение индукции по частному циклу, зависящему от характеристик сердечника. Так как зависимость между током управления и перепадом индукции определяется петлей гистерезиса сердечника [Л. 34], то получить точную математическую связь между ними невозможно [Л. 35]. Однако уровни управляющих тока и мощности в усилителе с самонасыщением значительно ниже, чем в дросселе насыщения, а коэффициент усиления соответственно выше.

Изменение потока в управляющий полупериод определяется алгебраической суммой всех воздействующих на него намагничивающих сил. Эта особенность используется в магнитных усилителях с несколькими сигналами на входе от источников, которые не могут быть непосредственно электрически связаны. В такой суммирующей цепи каждая из обмоток управления питается от отдельного источника, а поток сердечника и ток в нагрузке в последующий (рабочий) полупериод будут зависеть только от алгебраической суммы н. с. обмоток управления.

11-2. ПЕТЛИ ГИСТЕРЕЗИСА

Магнитное состояние сердечника усилителя с самонасыщением при управлении от источника тока (постоянного) соответствует семейству частных гистерезисных петель, совершенно отличных от тех, которые получают при намагничивании синусоидальным потоком или

синусоидальным током [Л. 36]. Здесь закон изменения потока для каждого полупериода различен. В рабочий полупериод к дросселю приложено напряжение питания и, следовательно, имеет место намагничивание при синусоидальном потоке. Однако в управляющий полупериод на сердечник воздействует только неизменная намагничивающая сила постоянного тока, определяющая изменение магнитного состояния по нисходящей ветви частного цикла [Л. 37]. Частный цикл (петля), полученный при таком комбинированном намагничивании, очень похож на циклы, показанные на рис. 5-19 и 5-20.

Как при намагничивании синусоидальным потоком, так и при намагничивании синусоидальным током напряженность магнитного поля в момент изменения знака напряжения питания равна нулю. При управлении от источника постоянного тока ток I_y все время протекает по управляющей цепи и создает намагничивающую силу, воздействующую на сердечник, в частности в точках максимума и минимума индукции. В результате этого положительный перепад индукции в рабочий полупериод будет отсчитываться от точки с координатами B_0 и H_0 , находящейся слева от оси ординат. Координата B_0 определяется током управления I_y (рис. 11-3), т. е. значением напряженности

$$H_0 = \frac{0,4\pi\omega_y I_y}{l}.$$

Когда напряжение питания изменяет знак, индукция в сердечнике начинает увеличиваться в направлении к $+B_s$. Однако для возрастания индукции необходимо, чтобы ее значение пересекло ось ординат и далее изменялось по правой восходящей стороне петли. Если бы начальное значение индукции B_0 находилось на оси ординат, то намагничивающий ток, протекающий в рабочей обмотке, был бы пропорционален только ширине петли, т. е. напряженности H_m . Однако при управлении

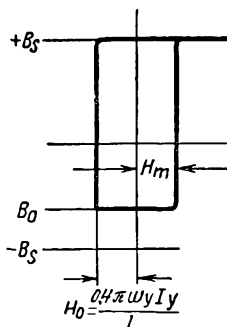


Рис. 11-3. Петля гистерезиса. Положительный перепад индукции отсчитывается от точки с координатами B_0 и H_0 .

От источника тока всегда имеется, как указывалось, напряженность H_0 , и намагничивающий ток в каждый момент времени должен быть такой величины, чтобы скомпенсировать действие тока управления и создать напряженность H_m . Таким образом, рабочий ток в интервале до насыщения возрастает примерно вдвое и выражается в виде

$$I_H = I_y \frac{\omega_y}{\omega_p} + \frac{H_m l}{0,4\pi\omega_p}. \quad (11-2)$$

Когда результирующий ток управления равен нулю, магнитный усилитель работает в режиме максимального выхода, так как индукция в управляющий полупериод не уменьшается ниже значения индукции насыщения $+B_s$. Частный цикл для этого случая зависит от коэффициента прямоугольности материала и был показан на рис. 9-5 и 9-8. По мере увеличения тока управления получается семейство частных циклов, приведенное на рис. 11-4. Начальное значение индукции изменяется от значения B_0 , соответствующего режиму минимального выхода, до $+B_s$.

Рис. 11-4. Семейство частных циклов, полученных по мере увеличения тока управления I_y ; начальное значение индукции при этом смещается вниз. Величины начальной индукции B'_0 и тока управления I_{y0} соответствуют режиму минимального выхода.

Эти циклы иллюстрируют сущность метода управления намагничивающей силой от источника постоянного тока. Каждому значению напряженности поля, создаваемой током управления, соответствуют определенный перепад индукции и определенное начальное значение индукции B_0 . Зависимость между этими величинами представляет собой основную характеристику магнитных состояний сердечника. Она позволяет осуществлять непрерывное и пропорциональное управление начальным значением индукции B_0 с помощью тока управления I_y .

Изменение индукции от $+B_s$ до B_0 в полупериод управления связано с формой кривой напряжения на уп-

равляющей обмотке. Вольт-секунды кривой этого напряжения в точности равны перепаду потокосцепления. Это напряжение может быть и несинусоидальным, но его мгновенные значения строго пропорциональны скорости изменения потока в сердечнике. Оно индуцируется и в рабочей обмотке, что приводит только к снижению обратного напряжения, которое должен выдерживать выпрямитель.

11-3. ЗАВИСИМОСТЬ МЕЖДУ ТОКОМ УПРАВЛЕНИЯ I_y И ПАРАМЕТРОМ УПРАВЛЕНИЯ ΔB_n

Среднее значение рабочего тока (тока нагрузки) в магнитном усилителе с самонасыщением пропорционально параметру управления ΔB_n , который в свою очередь определяется токами управления и смещения в управляющий полупериод. Для данного сердечника с определенными числом витков w_y и частотой питания рабочей цепи имеет место вполне определенное приращение управляющего тока I_y , необходимое для перехода усилителя из режима максимального выхода ($I_y=0$) в режим минимального выхода $I_y=I_{y, \text{ макс.}}$. При расчете магнитного усилителя необходимо связать это приращение управляющего тока с другими параметрами схемы, чтобы оценить требуемые усиление каскада и мощность управления.

Выражение для коэффициента усиления дросселя насыщения было получено путем приравнивания приращений потокосцепления и вольт-секунд напряжений питания и управления на дросселе в заданном интервале времени. Это соотношение всегда вполне определено, так как указанные величины жестко связаны друг с другом законом Фарадея. Кроме того, поскольку можно было принять, что намагничивающий ток мал по сравнению с рабочим и управляющим токами, то достаточно было ограничиться допущением, что сердечник имеет идеальную прямоугольную характеристику.

Определение коэффициента усиления магнитного усилителя с самонасыщением представляет собой совершенно иную задачу. Во-первых, здесь уже неприменимо допущение, что ток управления больше тока намагничивания, так как оба эти тока суть одно и то же. Во-вторых, при управлении намагничивающей силой источник

управляющего тока имеет большое внутреннее сопротивление. Поэтому намагничивающая сила и напряженность поля, создаваемая этим током, являются независимыми переменными, а перепад потока, вызываемый ими за период управления, может быть определен только при условии, что для заданной формы кривой намагничивающего тока известна петля гистерезиса. Это является иной формулировкой того положения, что перепад потока не может быть точно определен, если отсутствует заранее снятая для данных условий характеристика $B=f(H)$.

В § 3-2 было показано [уравнения (3-5) и (3-7)], что поток может быть определен по намагничивающему току, если известна характеристика $B=f(H)$. Частные петли в магнитном усилителе с самонасыщением отличаются от петель, снятых при синусоидальных потоке или токе. Они получаются в результате совместного действия нескольких источников в рабочий и управляющий полупериоды. Эти частные петли представляют собой одно из бесчисленных семейств петель, характеризующих один и тот же сердечник; при этом каждое семейство отличается от остальных, так как они получаются при разных формах намагничивающих кривых напряжений и токов.

Нельзя установить точной зависимости среднего значения напряжения на нагрузке, начальной индукции B_0 , параметра управления ΔB_n и угла проводимости θ_{np} от тока управления I_y , но можно определить приращение тока управления, необходимое для изменения режима работы схемы от максимального до минимального выхода. В усилителях с сердечниками с хорошей прямоугольностью режим максимального выхода получается при токе управления, равном нулю. По мере увеличения тока управления перепад индукции в отрицательный полупериод также увеличивается (рис. 11-4), а напряжение на нагрузке падает. Максимум тока управления достигается, когда в управляющий полупериод он изменит индукцию до отрицательной индукции насыщения. При этом магнитное состояние сердечника будет изменяться по предельной петле гистерезиса, так как перепад индукции происходит от $+B_s$ до $-B_s$. Максимальное значение тока управления можно оценить по коэрцитивной силе материала сердечника H_c :

$$I_{y. \text{ макс}} = \frac{H_c l}{0,4 \pi \psi_y}. \quad (11-3)$$

Таким образом, если параметры обмотки и сердечника известны, то можно оценить максимальное и минимальное значения управляющего тока, необходимые для перевода усилителя из режима минимального выхода в режим максимального выхода.

Точность уравнения (11-3) зависит от того, каким образом определяется значение коэрцитивной силы H_c . Если значение ее берется из петель гистерезиса, снятых при одновременном намагничивании постоянным и переменным токами, то уравнение (11-3) будет точным. Оно будет приближенным, если H_c определяется при намагничивании при синусоидальном потоке или синусоидальном токе. Но даже, если этот ток управления подсчитан с некоторым приближением, величина его может быть использована в качестве исходной при проектировании усилителя и затем скорректирована в соответствии с полученными экспериментальными данными.

После того как определены предельные значения тока управления, нетрудно построить и остальную часть кривой. Можно допустить и это подтверждается экспериментальными кривыми, что для малых приращений имеет место достаточно точная пропорциональность между управляющим током I_y и параметром управления ΔB_n , а, следовательно, и средним значением напряжения на нагрузке.

Таким образом,

$$\Delta B_{n1} - \Delta B_{n2} = k_1 (I_{y1} - I_{y2}) = \quad (11-4)$$

$$= k_1 \Delta I_y, \quad (11-5)$$

и так как напряжение на нагрузке точно пропорционально параметру управления ΔB_n , то

$$\Delta I_n R_n = k_2 \Delta I_y. \quad (11-6)$$

Экспериментальная характеристика вход — выход, показанная на рис. 9-7, в большей своей части линейна, нелинейные участки («колени») имеют место в области насыщения и минимального выхода.

Описанный метод позволяет с достаточной точностью определить характеристику вход — выход магнитного усилителя с самонасыщением. Отсутствие строгой математической зависимости (имеющейся в дросселе насы-

щения) не является серьезным препятствием. Следует помнить, что если бы математически точная зависимость между током управления I_y и параметром управления ΔB_n имела место, то она базировалась бы на знании либо коэрцитивной силы H_c , либо петли гистерезиса сердечника. При современном производстве сердечников ни значение коэрцитивной силы, ни форма петли не могут быть обеспечены с большой точностью. Для сердечников одних и тех же размеров отклонения в значении коэрцитивной силы могут быть порядка 10—30%. Эти отклонения неизбежно приведут к соответствующим ошибкам при любом аналитическом расчете характеристики вход—выход. Следовательно, из-за свойств сердечника магнитный усилитель с самонасыщением нельзя рассматривать как точное устройство с калиброванной характеристикой вход—выход. Поэтому необходимость в строгом аналитическом расчете будет оправдана только в том случае, если магнитные характеристики изготавливаемых сердечников будут отличаться друг от друга в пределах нескольких процентов.

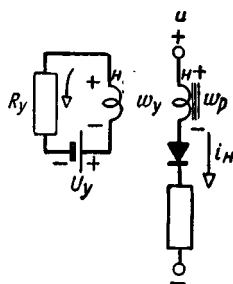
11-4. СОПРОТИВЛЕНИЕ ЦЕПИ УПРАВЛЕНИЯ

Полные или активные сопротивления цепей управления и смещения играют существенную роль в магнитном усилителе с самонасыщением. При управлении от источника тока (постоянного) эти сопротивления должны быть всегда велики. В противном случае характеристики усилителя будут ухудшаться, и в пределе управление мощностью выхода вообще будет невозможно.

Анализируя влияние сопротивления цепи управления на работу усилителя, следует помнить, что самой главной задачей является сведение к минимуму расхода мощности в цепи управления в управляющий полупериод, так как это обеспечивает высокий коэффициент усиления каскада. Иными словами, следует стремиться к тому, чтобы весь управляющий ток участвовал в создании вольт-секунд управляющей обмотки и изменял индукцию до уровня B_0 .

Конечная величина сопротивлений цепей управления и смещения двояким образом влияет на работу усилителя. Во-первых, величина этих сопротивлений сказывается в рабочий полупериод на намагничивающем токе,

протекающем по рабочей цепи в интервале, предшествующем насыщению. На рис. 11-5 показана схема замещения для рабочего полупериода магнитного усилителя с двумя обмотками. Полярность источника управляющего напряжения обеспечивает смещение индукции в направлении к B_0 . В интервале $t_0—t_S$, предшествующем насыщению, на рабочей обмотке дросселя появляется напряжение питания, которое трансформируется в цепь



управления с указанной на рисунке полярностью. В результате этого в цепи управления появится слагающая тока, вызванная этим индуктированным напряжением, и полный ток управления

$$i_y(t_0 \rightarrow t_S) = I_y + \frac{u}{R_y} \frac{w_y}{w_p}. \quad (11-7)$$

Рис. 11-5. Схема замещения в интервале рабочего полупериода до насыщения при конечном сопротивлении цепи управления R_y .

Конечная величина сопротивления в цепи управления является причиной увеличения тока рабочей цепи в интервале, предшествующем насыщению. В уравнение (11-2), относящееся к случаю бесконечного сопротивления R_y , входят две составляющие рабочего тока: намагничивающий ток, связанный с шириной петли гистерезиса, и ток, определяемый неизменным током управления I_y . В случае конечного сопротивления R_y к этим двум составляющим следует добавить третью, обусловленную трансформаторной связью рабочей и управляющей цепей. При этом полный рабочий ток в интервале, предшествующем насыщению,

уравнение которого имеет вид:

$$i_H = I_y \frac{w_y}{w_p} + \frac{H_m l}{0,4\pi w_p} + \frac{u}{R_y \left(\frac{w_p}{w_y}\right)^2}. \quad (11-8)$$

Эта третья составляющая рабочего тока увеличивает уровень минимального выхода усилителя, так как в режиме минимального выхода, когда угол проводимости мал, этот ток протекает в течение всего рабочего полупериода. Однако для большинства практических схем с этим эффектом можно не считаться, так как, прежде чем уменьшение сопротивления R_y существенно скажет-

ся на величине уровня минимального выхода, возникает второй, более важный эффект.

Этот второй эффект возникает в управляющий полупериод и связан с зависимостью между величиной сопротивления R_y и коэффициентом усиления. На рис. 11-6 приведена схема замещения того же усилителя для полупериода управления. Рабочая цепь не показана, так как она заперта вентилем, и рабочий ток, следовательно, равен нулю. На рисунке обозначены составляющие тока управления. Первая — это установившееся значение постоянного тока

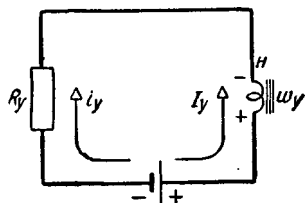


Рис. 11-6. Схема замещения в полупериод управления при конечном сопротивлении R_y .

$$I_y = \frac{U_y}{R_y}. \quad (11-9)$$

Величина его может быть измерена обычным магнитоэлектрическим амперметром. Этот ток изменяет в управляющий полупериод индукцию от $+B_s$ до B_0 и вызывает появление на дросселе напряжения определенной формы, вольт-секунды которого связаны с приращением индукции законом Фарадея. Если допустить, что рассматриваемая схема линейна, то можно воспользоваться принципом наложения, и тогда очевидно, что под действием переменного напряжения на управляющей обмотке через сопротивление R_y должен протекать ток такой же формы и величиной

$$i_y(t_{1*} \rightarrow t_{2*}) = \frac{u_y}{R_y}. \quad (11-10)$$

На протекание этого тока затрачивается часть энергии магнитного поля сердечника. Поэтому при заданном значении тока I_y приращение магнитной индукции уменьшается, что снижает коэффициент усиления. Это может быть объяснено разными способами. Поскольку направление тока i_y противоположно направлению тока I_y , то мгновенное значение результирующего тока будет меньше и, следовательно, он создаст меньшее приращение индукции. Более точное объяснение состоит в том, что так как на покрытие потерь в сопротивлении R_y идет часть энергии, предназначенной для осуществления из-

менения индукции, то в результате приращение индукции $B_s - B_0$ к концу управляющего полупериода окажется меньшим того приращения индукции, которое было бы при большем сопротивлении в цепи управления. Итак, сопротивление R_y уменьшает вольт-секунды напряжения на дросселе в управляющий полупериод, снижает перепад индукции в этот полупериод и, следовательно, увеличивает угол проводимости в последующий (рабочий) полупериод. В результате для максимального размагничивания дросселя (для полной раскачки усилителя) потребуется больший ток управления, а коэффициент усиления уменьшится.

Сопротивление цепи управления R_y должно быть много больше полного сопротивления обмотки управления z_s , определенного в гл. 6 как отношение максимального напряжения, необходимого для насыщения сердечника, к максимальному значению намагничивающего тока. Можно включить в цепь управления линейную индуктивность и этим обеспечить большое сопротивление для переменных составляющих и малое для установившегося постоянного тока.

Семейство характеристик вход — выход, изображенное на рис. 11-7, иллюстрирует рассмотренное выше влияние сопротивления R_y на величину минимального выхода и коэффициент усиления. Каждая кривая соответствует определенному значению сопротивления R_y и отношению R_y/z_s в магнитном усилителе с самонасыщением по схеме, приведенной на рис. 11-8. Рабочая и управляющая обмотки имеют по 780 витков и намотаны на ленточный сердечник из ортонола с размерами: внешний диаметр 34,9 мм, внутренний 25,4 мм, высота 6,3 мм; толщина ленты 0,05 мм. При намагничивании в режиме синусоидальной индукции каждый дроссель насыщался при напряжении (действующее значение) 21 в и частоте 60 гц; при этом максимальное значение намагничивающего тока равно 2,25 ма. Полное сопротивление обмотки z_s составляло 13,2 ком и соответственно было выбрано сопротивление R_y .

Величина максимального выхода (7,8 ма постоянного тока) не зависит от отношения R_y/z_s , так как при максимальном выходе усилитель работает в режиме насыщения и параметры обмотки управления не оказывают на него влияния. С увеличением тока управления

угол проводимости уменьшается. Самая нижняя точка кривых на рис. 11-7 соответствует такому значению тока I_y , которое необходимо для уменьшения угла $\theta_{др}$ до нуля, т. е. для достижения режима минимального выхода усилителя.

Приведенные на рис. 11-7 характеристики наглядно показывают увеличение уровня минимального выхода и

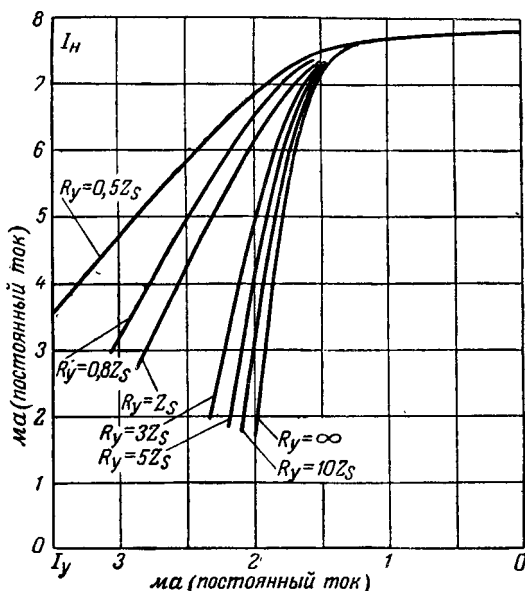


Рис. 11-7. Влияние сопротивления R_y на величину коэффициента усиления.

уменьшение коэффициента усиления с уменьшением отношения R_y/z_s . При $R_y = z_s$ усиление, измеренное по углу наклона характеристики вход — выход, составляет только $1/3$ от коэффициента усиления при очень большом R_y . При этом величина минимального тока вырастает почти вдвое. Таким образом, значение сопротивления R_y является определяющим для коэффициента усиления и должно быть (где это возможно) по крайней мере в 10 раз больше сопротивления z_s .

Представляет интерес сравнить ток управления для получения минимального выхода при очень большом

сопротивлению R_y с намагничивающим током, измеренным при намагничивании в режиме синусоидальной индукции. Постоянный ток величиной 2 ма при большом сопротивлении R_y полностью размагничивает дроссель и приводит усилитель в режим минимального выхода; величина этого тока почти совпадает с амплитудным значением намагничивающего тока 2,25 ма при синусоидальной индукции.

Требование большой величины сопротивления R_y вызывает некоторые трудности при проектировании магнитного усилителя. Желание получить высокий коэффициент усиления очевидно, но его можно достичь только при большом сопротивлении R_y . С другой стороны, если ток управления протекает через большое сопротивление R_y , то это приводит к увеличению потерь мощности в цепи управления и снижению коэффициента усиления по мощности каскада. Эту проблему можно решить двумя путями. В тех случаях, когда определяющим является требование высокого усиления по мощности, можно применить «запирающую» линейную индуктивность, потери мощности в которой от постоянного тока управления I_y могут быть достаточно малы. Кроме того, во многих случаях магнитный усилитель с самонасыщением управляется от источников с большим внутренним сопротивлением, что и обеспечивает режим неизменного тока в цепи управления. В случае необходимости можно увеличить несколько сопротивление цепи управления, получая все же приемлемый коэффициент усиления, и, таким образом, прийти при проектировании к целесообразному компромиссу.

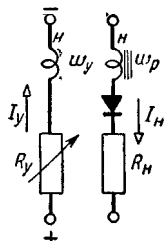


Рис. 11-8. Схема и параметры усилителя, характеристики вход—выход которого показаны на рис. 11-7.

Сердечник из ортонола, размеры $41 \times 25 \times 6,5$ мм;
 $w_y = w_p = 780$;
 $R_n = 2$ ком; $f = 60$ гц;
 $U_{\text{действ}} = 21$ в.

11-5. ПЕРЕХОДНЫЙ ПРОЦЕСС

Магнитные усилители применяются в системах автоматического регулирования. Поэтому переходные процессы в них и временная задержка являются важными

характеристиками, влияющими на устойчивость работы системы в целом. Рассмотренная простая, однополупериодная схема магнитного усилителя с самонасыщением, управляемого от источника тока, является основным элементом большинства схем современных магнитных усилителей. Время ее реакции (и частотная характеристика) составляет то предельно возможное минимальное значение, которое не может быть уменьшено в более сложных схемах.

Пусть переходный процесс возникает, например, в результате малого скачкообразного приращения управляющего напряжения. На временную задержку схемы, т. е. на время от начала скачка управляющего напряжения до возникновения нового, увеличенного значения напряжения на нагрузке, оказывает влияние много факторов. Поскольку управляющий и рабочий процессы происходят в чередующиеся полупериоды, временная

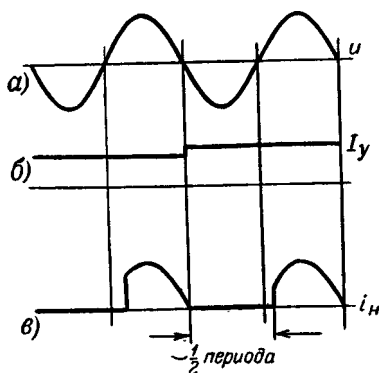


Рис. 11-9. Формы кривых напряжения питания (а), тока управления (б) и тока нагрузки (в) при длительности переходного процесса 0,5 периода.

задержка имеет постоянный минимум в пределах от полупериода до полупериода частоты питания. Например, если усилитель работает в режиме, близком к максимальному выходу, а приращение управляющего напряжения возникает в момент начала полупериода управления, то изменение угла проводимости $\theta_{пр}$ всегда произойдет ровно на один полупериод позже, т. е. в начале рабочего полупериода, как показано на рис. 11-9. Если усилитель будет работать в ре-

жиме, близком к минимальному выходу, и управляющее напряжение изменится вблизи конца полупериода управления, то пройдет полтора периода, прежде чем изменится угол проводимости (рис. 11-10). Эта временная задержка присуща магнитному усилителю и обусловлена разделением рабочего и управляющего про-

цессов, протекающих поочередно, через полупериод частоты питания.

Необходимо рассмотреть и другие факторы, которые могут вызвать дополнительную временную задержку. Нельзя провести аналогии между экспоненциальным возрастанием тока в линейной индуктивности и переходным процессом в дросселе магнитного усилителя, так как электрические характеристики последнего совершенно иные. Более того, скорость нарастания тока управления не имеет существенного значения, поскольку сердечник в каждый период достигает насыщения и тогда управляющий ток быстро достигает нового установившегося значения.

Таким образом, следующий полупериод управления начнется уже при новом значении тока управления. Ферромагнитный сердечник как таковой практически не вызывает временной задержки, так как можно считать, что изменение индукции в нем происходит мгновенно с изменением напряженности. Это справедливо по крайней мере для диапазона промышленных частот, на которых обычно работают магнитные усилители.

Представляет интерес снова провести сравнение с дросселем насыщения. Переходный процесс в дросселе насыщения длится много периодов, и продолжительность его зависит от сопротивления цепи управления. В дросселе насыщения с последовательным соединением рабочих обмоток скачок управляющего напряжения вызывает небольшое постепенно накапливающееся приращение индукции как в положительный, так и в отрицательный полупериод. Это приращение индукции уменьшается в каждый последующий полупериод до тех пор, пока не наступит установившийся режим. В магнитном усилителе с самонасыщением процесс протекает

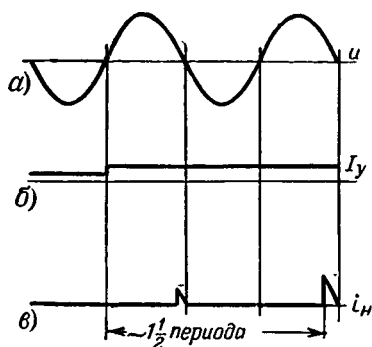


Рис. 11-10. То же, что на рис. 11-9 при длительности переходного процесса 1,5 периода.

иначе. Здесь каждый управляющий полупериод начинается с одной и той же точки на петле ($+B_s$) и независимо от сопротивления цепи управления R_y приращения индукции должны быть в каждом последующем управляющем полупериоде одинаковыми. Процесс повторяется, но приращения индукции не накапливаются. Так как после скачка управляющего напряжения каждый полупериод управления протекает совершенно одинаково, то переходный процесс не может продолжаться в течение нескольких периодов напряжения питания. В результате присущая схеме временная задержка, обусловленная частотой питания и особенностями работы схемы (полупериод — полтора периода) и является временем задержки магнитного усилителя.

Сравнение дросселя насыщения и магнитного усилителя с самонасыщением показывает, что большие временные задержки и более длительные переходные процессы имеют место в более сложных схемах только в случае наличия взаимного влияния процессов, происходящих в рабочий и управляющий интервалы одного и того же дросселя, или взаимного влияния цепей двух дросселей. При этих условиях переходные эффекты могут накапливаться и длиться значительное число периодов частоты питания. Например, в схеме с двумя дросселями скачок управляющего напряжения может изменить напряжение на управляющей обмотке первого дросселя, а также напряжение управления и напряжение на нагрузке второго дросселя. Если рабочий цикл второго дросселя протекает в тот же полупериод, что и управляющий цикл первого дросселя, то они могут влиять друг на друга, что приводит к эффекту накопления и переходному процессу в течение нескольких периодов. Таким образом, можно заметить, что сложная схема, имеющая много дросселей, будет иметь существенно большую задержку, чем простая однополупериодная схема магнитного усилителя с самонасыщением при управлении от источника тока. Продолжительность и причины переходного процесса определяются схемой соединения дросселей в данном усилителе. Переходные процессы в таких усилителях всегда определяются опытным путем [Л. 38].

ГЛАВА ДВЕНАДЦАТАЯ

УПРАВЛЕНИЕ ПЕРЕМЕННЫМ ТОКОМ

12-1. УПРАВЛЕНИЕ ПОСТОЯННЫМ И ПЕРЕМЕННЫМ ТОКАМИ

В предыдущей главе описано управление усилителем с помощью намагничивающей силы от источника постоянного тока, под воздействием которого индукция в управляющий полупериод устанавливалась равной начальному значению B_0 . В настоящей главе описаны методы управления сигналами переменного тока той же частоты, что и частота питания рабочей цепи. Работа схемы в рабочий полупериод практически одинакова при обоих методах управления и была рассмотрена в предыдущей главе.

Управление с помощью переменного тока сыграло важную роль в развитии современных магнитных усилителей. Когда впервые этот способ управления был описан в литературе [Л. 39], в технике применялись преимущественно дроссели насыщения и магнитные усилители с самонасыщением и управлением от источника постоянного тока. Концепция управления постоянным током была той основой, вокруг которой развивалась техника магнитных усилителей, и собственно магнитный усилитель с самонасыщением появился до некоторой степени в результате усовершенствования дросселя насыщения. Выявление возможности управления магнитным усилителем переменными токами и напряжениями было значительным шагом вперед и вызвало интенсивное развитие магнитных усилителей в новом направлении. В свою очередь это повлекло за собой необходимость пересмотра теории магнитных усилителей с тем, чтобы все магнитные усилители можно было рассматривать с единых позиций [Л. 40 и 41].

По принципу действия схемы управления переменным током могут быть разделены на три группы: управление с помощью переменного сопротивления утечки (шунтирующего вентиль), управление от источника переменного напряжения и управление от источника переменного тока. Сочетание этих методов управления с управлением от источника постоянного тока делает магнитные усилители значительно более гибкими и дает возможность осуществить комбинированные усилите-

ли с характеристиками, получить которые прежде было невозможно. В последующих параграфах рассматриваются три указанных способа управления переменным током.

12-2. УПРАВЛЕНИЕ С ПОМОЩЬЮ СОПРОТИВЛЕНИЯ УТЕЧКИ

При этом способе управление производится с помощью переменного управляемого сопротивления, шунтирующего вентиль в рабочей цепи. Это сопротивление в управляющий полупериод как бы пропускает часть вольт-секунд напряжения питания в дроссель и этим управляет начальным значением индукции B_0 и, следовательно, величиной параметра ΔB_n и средним значением напряжения на нагрузке. Простейшая схема такого усилителя показана на рис. 12-1.

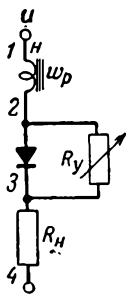


Рис. 12-1. Схема усилителя с самонасыщением и управлением и сопротивлением утечки.

Рабочая цепь такая же, как и у всех магнитных усилителей с самонасыщением. Она состоит из дросселя, рабочего вентилья с малым прямым и большим обратным сопротивлениями и собственно сопротивления нагрузки. Управляющее сопротивление R_y шунтирует вентиль и этим управляет величиной угла проводимости в рабочий полупериод. Можно рассмотреть два

предельных случая. Первый, когда величина сопротивления R_y велика по сравнению с сопротивлением z_s дросселя. При этом сопротивление R_y не влияет на работу схемы, размагничивание в управляющий полупериод отсутствует и угол проводимости близок к 180° , а выход максимален. По мере уменьшения сопротивления R_y напряжение питания в управляющий полупериод распределяется между сопротивлением R_y и рабочей обмоткой дросселя, индукция становится меньше индукции насыщения B_s и угол проводимости в рабочий полупериод уменьшается. Распределение напряжения питания между дросселем и сопротивлением R_y происходит по нелинейному закону вследствие нелинейной характеристики сердечника, но, несмотря на это, между отношением R_y/z_s и приращением вольт-секунд дросселя в управляющий полупериод существует однозначная связь. Когда

да сопротивление R_y становится очень мало, схема практически сводится к последовательному соединению дросселя и сопротивления нагрузки, и все напряжение питания в течение обоих полупериодов падает на дросселе. Если предположить, что сопротивление нагрузки R_n мало по сравнению с сопротивлением z_s , то дроссель будет

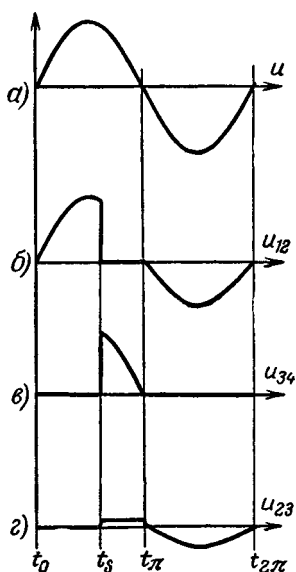


Рис. 12-2. Напряжения на отдельных участках схемы, показанной на рис. 12-1.

а — напряжение питания; б — напряжение на дросселе; в — напряжение на нагрузке; г — напряжение на сопротивлении R_y и вентиле.

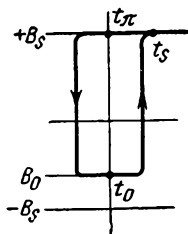


Рис. 12-3. Гистерезисный цикл для сердечника усилителя по рис. 12-1.

намагничиваться от источника синусоидального напряжения и, следовательно, поток в сердечнике будет синусоидальным. Если при этом величина индукции B_m выбрана меньше индукции насыщения B_s , то сердечник не будет насыщаться и в нагрузке будет протекать лишь незначительный намагничивающий ток. Между этими двумя предельными случаями величины отношения R_y/z_s имеется область плавного и до некоторой степени

пропорционального регулирования. В этой области изменение сопротивления R_y изменяет угол проводимости от 180 до 0° .

Кривые напряжений на отдельных участках рассматриваемой схемы даны на рис. 12-2, а соответствующий гистерезисный цикл — на рис. 12-3. В момент t_0 начинается рабочий полупериод и индукция изменяется от начального значения B_0 до B_s вдоль правой восходящей ветви петли. В момент t_s индукция достигает значе-

ния B_s , дроссель насыщается и в оставшуюся часть полупериода все напряжение питания приложено практически к нагрузке. Когда напряжение питания становится отрицательным, выпрямитель запирается и мгновенное значение напряжения питания распределяется следующим образом:

$$u = u_{12} + u_{23}. \quad (12-1)$$

К концу отрицательного полупериода число вольт-секунд

на дросселе составит $\int_{t_\pi}^{t_{2\pi}} u_{12} dt$. Эти вольт-секунды вызо-

вут уменьшение индукции вновь до значения B_0 . На этом заканчивается полный цикл процессов в усилителе. В следующий период напряжения питания этот цикл повторится. Если увеличить сопротивление R_y , то на дроссель придется меньшая часть напряжения питания, интеграл

$$\int_{t_\pi}^{t_{2\pi}} u_{12} dt \text{ уменьшится и величина начальной индукции } B_0$$

будет ближе к индукции насыщения B_s . При этом параметр управления ΔB_n увеличивается, сердечник в рабочий полупериод насыщается быстрее и среднее значение напряжения на выходе увеличивается. Аналогично с уменьшением сопротивления R_y напряжение на выходе уменьшается.

Изменение потока в рабочий полупериод всегда происходит по синусоиде, так как оно определяется синусоидальным напряжением (сопротивление нагрузки R_n мало по сравнению с сопротивлением дросселя z_s). Величина отношения R_y/z_s определяет изменение потока в управляющий полупериод. Если это отношение мало, то и в этом случае изменение потока происходит практически по синусоидальному закону; когда это отношение велико, имеет место процесс намагничивания при синусоидальном токе. При промежуточных значениях отношения R_y/z_s изменение потока однозначно определяется величиной этого отношения, но закон изменения потока иной, чем при намагничивании синусоидальным напряжением или синусоидальным током.

Как во всех других магнитных усилителях с самонасыщением, в установившемся режиме приращения по-

тока в оба полупериода равны по величине и противоположны по знаку; соответственно равны и вольт-секунды дросселя. Математически это выражается уравнениями

$$\Delta\Phi \Big|_{t_0}^{t_S} = -\Delta\Phi \Big|_{t_\pi}^{t_{2\pi}}; \quad (12-2)$$

$$\int_{t_0}^{t_S} u_{12} dt = - \int_{t_\pi}^{t_{2\pi}} u_{12} dt. \quad (12-3)$$

Если пренебречь падением напряжения на насыщенном дросселе, то напряжение на нем не будет содержать постоянной составляющей. Ток нагрузки в интервале t_0-t_S будет иметь обычную составляющую в виде намагничивающего тока, а в оставшуюся часть рабочего полупериода, когда уже имеет место насыщение, этот ток будет представляться соответствующей частью синусоиды. Однако в управляющий полупериод из-за утечки через сопротивление R_y будет протекать другая составляющая намагничивающего тока противоположной полярности. При соответствующем выборе параметров усилителя обе составляющих намагничивающего тока могут быть малы по сравнению с рабочими токами при насыщенном дросселе. Управляющее сопротивление (сопротивление утечки) должно быть выбрано с учетом небольшого прямого падения напряжения на вентиле в рабочий полупериод и большого обратного напряжения на запертом выпрямителе в управляющий полупериод.

Трудно установить точную аналитическую связь между отношением R_y/z_S и параметром управления ΔB_n , углом проводимости $\theta_{пр}$ и средними значениями напряжения и тока нагрузки. Причина этого лежит в нелинейных характеристиках сердечника. Но и в этом случае, как и при управлении от источника постоянного тока, в основу расчета можно положить легко воспроизводимые данные опыта. Типичная характеристика усилителя при управлении сопротивлением утечки приведена на рис. 12-4. Для материалов с хорошей прямоугольностью, таких как ортонол и дельтамакс, при увеличении отношения R_y/z_S от 0,02 до 2,5 угол проводимо-

сти $\theta_{пр}$ изменяется в пределах от 30 до 170°. Изменения сопротивления R_y в указанных пределах могут быть получены с помощью различных переменных сопротивлений. Так, например, термисторы и фотосопротивления могут с успехом применяться для управления магнитным усилителем с самонасыщением.

В схеме по рис. 12-1 диапазон изменения сопротивления R_y определяется величиной сопротивления z_s ра-

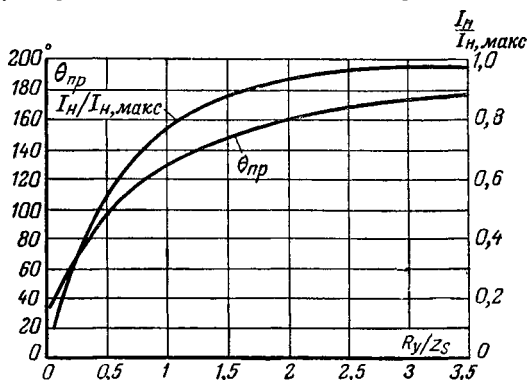


Рис. 12-4. Типичная характеристика усилителя при управлении сопротивлением утечки и сердечниках с коэффициентом прямоугольности, близким к единице.

бочей обмотки дросселя, которое в свою очередь зависит от напряжения питания и частоты. Это обстоятельство затрудняет выбор управляющих сопротивлений. Если даже эти сопротивления и имеют необходимые пределы изменения, то они могут быть применены только в том случае, когда их величина отвечает требованиям, определяемым параметрами дросселя и напряжением питания. Указанное затруднение можно обойти, применив схему по рис. 12-5. В этой схеме используется дроссель с двумя обмотками, что позволяет согласовать напряжение питания обмотки управления и ее число витков с управляющим сопротивлением.

Напряжение питания обеих обмоток связаны между собой соотношением

$$\frac{u}{u_{см}} = \frac{w_p}{w_y}, \quad (12-4)$$

а полные сопротивления обмоток —

$$z_{sy} = z_{sp} \frac{w_y^2}{w_p^2}. \quad (12-5)$$

Из выражения (12-5) видно, что величина сопротивления z_s приводится к другой обмотке через отношение квадратов чисел витков обмоток. Поэтому она легко может быть согласована с любым реально имеющимся управляющим сопротивлением. Вентиль в цепи управления запирается в рабочий полупериод, и вследствие этого процессы в схеме четко разделяются на процессы в рабочей и управляющей цепях. Рабочая цепь действует только в рабочий полупериод. Вентиль в цепи управления проводит только намагничивающий ток, поэтому его номинальный прямой ток много меньше тока рабочего вентиля. Требования к параметрам в обратном направлении примерно одинаковы. В связи с этим для вентиля в цепи управления величина отношения тока в прямом направлении к току в обратном не является решающей, и здесь может применяться большинство из имеющихся вентилях.

Для описываемого метода управления с помощью переменного сопротивления утечки характерно, что управляющий элемент потребляет мощность из магнитной цепи, а не отдает мощность в нее, как это имело место при управлении от источника постоянного тока. Это накладывает дополнительные требования на сопротивление R_y . Кроме того, что величина этого сопротивления должна изменяться по меньшей мере в пределах 125:1, оно должно выдерживать без повреждений амплитудное значение обратного напряжения рабочего вентиля в режиме максимального выхода или амплитудное значение напряжения питания. В режиме минимального выхода, когда через сопротивление R_y проходит намагничивающий ток, его температура и падение напря-

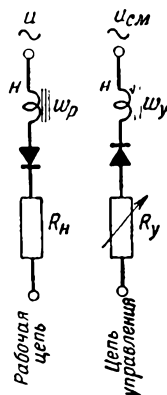


Рис. 12-5. Схема усилителя при управлении сопротивлением утечки в отдельной обмотке управления.

жения на нем не должны превышать допустимых значений.

В этих двух предельных режимах потеря мощности в сопротивлениях R_y невелика, но она достигает максимума в режиме, соответствующем примерно середине характеристики вход — выход.

Анализ процесса управления с помощью сопротивления утечки помогает уяснить влияние обратного тока рабочего вентиля [Л. 42]. Обратная вольт-амперная характеристика большинства вентилях очень нелинейна, но их обратный ток может воздействовать на изменение потока в управляющий полупериод так же, как и управляющее сопротивление R_y . Величина этого обратного тока может быть оценена с помощью кривой, приведенной на рис. 12-4, при условии, что сердечник дросселя изготовлен из материала с высоким коэффициентом прямоугольности. Поскольку ощутимый перепад потока имеет место только для значений отношения R_y/z_s , меньших 2,5, можно считать, что эквивалентный обратный ток (ток, вызывающий такое же приращение потока) является допустимым для рабочего вентиля. Хотя обратное сопротивление вентиля нелинейно, его величину для конкретного усилителя, эквивалентную сопротивлению R_y , можно оценить, если разделить максимальное значение обратного напряжения вентиля на соответствующее максимальное значение обратного тока. Если это отношение больше, чем $2,5 z_s$, то влиянием обратного тока рабочего вентиля практически можно пренебречь.

Как и при управлении от источника постоянного тока, приращения индукции не накапливаются, и каждый управляющий полупериод начинается с одной и той же точки ($+B_s$). Переходный процесс, вызванный скачкообразным изменением сопротивления R_y , продолжается от полупериода до полутора периодов частоты питания в зависимости от того, в какой момент времени в пределах периода возникает скачок. Однако это положение справедливо только для описанной простой однопериодной схемы. В более сложных схемах продолжительность переходных процессов может быть значительно большей из-за возможного взаимодействия между двумя или более дросселями.

12-3. УПРАВЛЕНИЕ ОТ ИСТОЧНИКА НАПРЯЖЕНИЯ

Изменение потока в управляющий полупериод может быть осуществлено от источника напряжения с малым внутренним сопротивлением. Напряжение такого источника будет оказывать влияние только в течение управляющего полупериода; оно может иметь произвольную форму кривой, лишь бы было обеспечено достаточное число вольт-секунд. В типичной для этого способа управления схеме, приведенной на рис. 12-6, рабочий и управляющий процессы снова разделены между соответствующими цепями схемы. Эти цепи в случае необходимости могут питаться от разных источников. В одну из них входит обмотка управления, а в другую — рабочая обмотка, расположенные на одном сердечнике.

Рабочий ток протекает только в течение положительного полупериода, в то время как цепь управления проводит только в течение отрицательного полупериода напряжения питания. Сопротивление источника управляющего напряжения достаточно мало и падением напряжения в нем от намагничивающего тока можно пренебречь. При отсутствии сигнала управления размагничивание в управляющий полупериод осуществляется непосредственно от источника напряжения смещения $u_{см}$. При этом имеет место максимальное изменение потока в управляющий полупериод.

Если

$$\frac{u}{u_{см}} = \frac{\omega_p}{\omega_y}, \quad (12-4)$$

то изменение потока в рабочий полупериод будет точно таким же, сердечник не будет насыщаться, а магнитное состояние будет изменяться по одному из частных гистерезисных циклов. Такой режим соответствует режиму минимального выхода. При отрицательном напряжении сигнала управления u_y (полярность определяется знаком напряжения питания в рассматриваемый отрезок времени и тем, как включен вентиль в управляю-

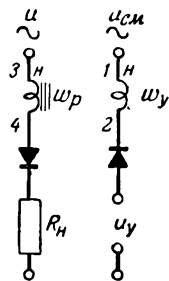


Рис. 12-6. Схема усилителя с самонасыщением при управлении от источника напряжения.

шей обмотке) оно будет частично компенсировать напряжение смещения и уменьшать напряжение на управляющей обмотке дросселя. При этом размагничивание в управляющий полупериод уменьшится и дроссель в рабочий полупериод будет насыщаться.

Типичные кривые напряжений на отдельных участках схемы показаны на рис. 12-7. В интервале $t_\pi - t_{2\pi}$ индукция в сердечнике уменьшается до начального значения B_0 . В этом интервале

$$u_{12} = u_{см} - u_y \quad (12-6)$$

или

$$\int_{t_\pi}^{t_{2\pi}} u_{12} dt = \int_{t_\pi}^{t_{2\pi}} u_{см} dt - \int_{t_\pi}^{t_{2\pi}} u_y dt. \quad (12-7)$$

Эти соотношения справедливы при условии, что в любой момент времени управляющее напряжение u_y будет меньше напряжения смещения $u_{см}$ (по абсолютным величинам), так как в противном случае в этот момент

заперся бы клапан в цепи управления и прекратилось бы размагничивание.

Управляющее напряжение не обязательно должно быть синусоидальным, так как величину перепада потока определяет только количество вольт-секунд этого напряжения. Поэтому управляющее напряжение может быть напряжением постоянного тока; приведенные выше соотношения будут справедливы для этого случая в интервале, когда клапан в цепи управления открыт. Форма кривой намагничивающего тока, протекающего в цепи управления, зависит от характеристики сердечника и формы кривых напряжений, но перепад потока в этой цепи с малым сопротивлением точно пропорционален ко-

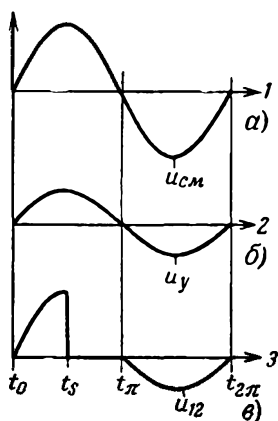


Рис. 12-7. Типичные кривые напряжений на отдельных участках схемы, изображенной на рис. 12-6.

а—напряжение смещения; *б*—напряжение управления; *в*—напряжение на дросселе.

личеству вольт-секунд напряжения на обмотке, так как для этого случая справедлив закон Фарадея.

Подобно дросселю насыщения, эта схема управляется от источника напряжения, и поэтому коэффициент усиления для нее может быть определен довольно точно. Исходя из того, что приращения потокосцепления за каждый полупериод равны по величине и противоположны по знаку, можно следующим образом получить соотношение между вольт-секундами нагрузки и вольт-секундами управления:

$$\int_{t_0}^{t_\pi} u_H dt = \int_{t_0}^{t_\pi} u dt - \int_{t_0}^{t_\pi} u_{34} dt. \quad (12-8)$$

Так как

$$\int_{t_0}^{t_\pi} u_{34} dt = - \int_{t_\pi}^{t_{2\pi}} u_{34} dt = - \frac{\omega_p}{\omega_y} \int_{t_\pi}^{t_{2\pi}} (u_{cm} - u_y) dt \quad (12-9)$$

и так как u_{cm} выбрано равным

$$u_{cm} = u \frac{\omega_y}{\omega_p}, \quad (12-10)$$

то

$$\int_{t_0}^{t_\pi} u_H dt = \int_{t_0}^{t_\pi} u dt + \int_{t_\pi}^{t_{2\pi}} u dt - \frac{\omega_p}{\omega_y} \int_{t_\pi}^{t_{2\pi}} u_y dt = \quad (12-11)$$

$$= - \frac{\omega_p}{\omega_y} \int_{t_\pi}^{t_{2\pi}} u_y dt. \quad (12-12)$$

Постоянные напряжения, усредненные за целый период, выражаются в виде

$$U_H = \frac{\omega_p}{\omega_y} U_y. \quad (12-13)$$

Это соотношение не зависит от изменений напряжения питания, частоты и характеристик сердечника. Если $\omega_p = \omega_y$, то напряжение на нагрузке и напряжение сигнала управления будут равны, но поскольку рабочий ток

больше намагничивающего, схема по-прежнему будет представлять собой усилитель мощности.

Как и при управлении сопротивлением утечки, продолжительность переходного процесса здесь от одного полупериода до полутора периодов частоты питания, а источник управляющего напряжения не отдает, а потребляет мощность из схемы, так как через него проходит весь намагничивающий ток управляющей цепи, вызванный напряжением смещения.

12-4. УПРАВЛЕНИЕ ОТ ИСТОЧНИКА ТОКА

Некоторые устройства, питающие цепь управления магнитных усилителей, такие как электронные лампы и транзисторы, обладают очень большими переменными внутренними сопротивлениями, порядка от десятков тысяч до миллионов ом. Ток на выходе таких устройств может содержать переменную составляющую, которая может быть использована для управления магнитным усилителем, а именно для создания необходимого перепада потока в дросселе в управляющий полупериод. Поскольку внутреннее сопротивление источника питания цепи управления велико, форма кривой управляющего тока определяется этим источником, а не характеристиками дросселя. Так, например, если входное напряжение задающей схемы имеет прямоугольную форму, то ток управления будет иметь

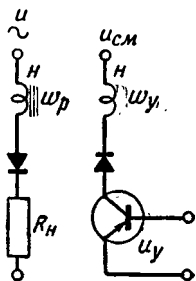


Рис. 12-8. Схема усилителя с самонасыщением с управлением от источника тока.

тоже прямоугольную форму, что должно учитываться при расчете количества вольт-секунд управляющей обмотки и величины перепада потока, вызванных током управления.

Типичная схема с управлением от источника тока показана на рис. 12-8. Здесь вместо источника напряжения, как было в схеме на рис. 12-6, включен транзистор. Напряжение смещения может быть или постоянным, или синусоидальным. Пока оно достаточно велико, чтобы коллектор находился в своей рабочей зоне, ток управления определяется величиной тока база-эмиттер, так

как цепь коллектора транзистора имеет очень большое сопротивление. Аналогичные условия имеют место и при управлении от пентода или другого источника с большим внутренним сопротивлением.

Смещение потока в управляющий полупериод пропорционально количеству вольт-секунд управляющей обмотки, которое в свою очередь определяется величиной и формой кривой управляющего тока. Однако, как и в случае управления намагничивающей силой от источника постоянного тока, здесь нельзя установить точного соотношения между числом вольт-секунд и током коллектора, так как величина напряжения на управляющей обмотке, обусловленная этим током, зависит от характеристик сердечника. В режиме максимального выхода этот ток минимален. Максимальная величина смещения потока (максимальный размагничивающий эффект), а следовательно, и режим минимального выхода имеют место при максимальной величине тока коллектора. Положение характеристики вход — выход можно изменить введением в схему соответствующих цепей смещения. Фактический коэффициент усиления лучше всего определять опытным путем.

Кривые напряжений на отдельных участках и частные гистерезисные циклы такие же, что и при управлении изменением сопротивления утечки. Продолжительность переходного процесса также изменяется в пределах от полупериода до полутора периодов частоты питания. Рабочий и управляющий процессы снова разделены по времени и месту: каждый протекает в свой полупериод и в своей цепи.

12-5. О ПРАКТИЧЕСКОМ ОСУЩЕСТВЛЕНИИ ЦЕПЕЙ УПРАВЛЕНИЯ И СМЕЩЕНИЯ

Итак, управление магнитным усилителем с самонасмещением может осуществляться на переменном токе тремя различными способами; четвертый способ — управление от источника постоянного тока. С целью большей наглядности каждый из этих способов был рассмотрен в отдельности. Однако практически такое четкое разделение способов управления встречается редко, и при проектировании приходится рассматривать схемы управления и смещения, действие которых не может быть приписано только одному способу управления.

Например, ток от источника постоянного тока может иметь переменную составляющую. Тогда способу управления от источника постоянного тока будут присущи некоторые черты, характерные и для способа управления от источника переменного тока.

Если внутреннее сопротивление датчика переменного напряжения относительно велико, то и в этом случае будет иметь место комбинированный способ управления: от источника переменного напряжения и от источника переменного тока. Преимущество разделения на отдельные способы с четко разграниченными функциями и характеристиками заключается в том, что оно облегчает расчет схем, процессы управления которых выражены неясно. Дополнительные трудности расчета возникают вследствие того, что во многих практических схемах таких усилителей смещение осуществляется одним способом, а собственно управление — другим. Так смещение можно осуществлять от источника постоянного тока, а управление, например, изменением сопротивления утечки или от источника переменного тока. Результирующее изменение (перепад) потока определяется совокупным, направленным навстречу друг другу действием цепей управления и смещения. Однако точный аналитический расчет схемы в этом случае обычно невозможен. Тем не менее описание и анализ отдельных способов управления полезны в качестве основы. Теоретический анализ должен быть дополнен экспериментальным исследованием характеристик схемы.

ГЛАВА ТРИНАДЦАТАЯ

ОДНОТАКТНЫЕ МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

13-1. ТИПИЧНЫЕ ВИДЫ НАГРУЗКИ

При классификации магнитных усилителей очень удобно выделить в отдельную группу однотоктные (неревверсивные) схемы. Эти схемы обычно обладают наиболее высоким к. п. д. и легче поддаются анализу. Кроме того, они содержат меньше элементов и взаимодействие между отдельными дросселями в них проявляется слабее, чем в соответствующих двухтактных схемах. Изучение процессов в однотоктных схемах может служить отправной точкой для анализа двухтактных усилителей, которые в большинстве случаев состоят из двух

однотактных, работающих совместно в одной общей схеме.

Однотактные магнитные усилители применяются для питания разного рода нагрузок, реагирующих на постоянную или переменную составляющую выходного напряжения (тока). В некоторых случаях нагрузка реагирует на действующее значение полного напряжения выхода. Это имеет место, например, когда нагревательный элемент системы автоматического регулирования температуры питается от магнитного усилителя. В большинстве случаев подводимая к нагрузке электрическая мощность идет на создание механического момента, усилия или перемещения. Такими нагрузками являются элементы систем автоматического регулирования: электромагнитные муфты, электромагниты, моментные двигатели, двигатели постоянного и переменного токов, гидравлические клапаны с электрическим приводом, обмотки возбуждения генераторов и двигателей. Диапазон мощностей таких элементов очень широк—от долей ватта до нескольких киловатт. К другим видам нагрузки относятся измерители перемещений, лампы накаливания с регулировкой яркости, управляющие обмотки более мощных магнитных усилителей.

В редких случаях нагрузка представляет собой чисто активное сопротивление. В большинстве случаев нагрузка имеет ярко выраженный индуктивный или емкостный характер. Кроме того, часто в нагрузке может индуцироваться напряжение, оказывающее обратное воздействие на магнитный усилитель и влияющее на его характеристики. В общем магнитный усилитель в качестве выходного каскада представляет собой очень хорошее управляющее устройство, так как при больших значениях мощности выхода только немногие усилители могут работать так надежно и с таким к. п. д., как магнитные.

13-2. СИНТЕЗ СЛОЖНЫХ СХЕМ ВЫХОДНОГО КАСКАДА

Рассмотренный выше магнитный усилитель с самонасыщением, управляемый одним из описанных способов, является простейшим магнитным усилителем. На выходе он дает однополупериодное выпрямленное напряжение, постоянная составляющая которого управляется изменением угла проводимости в рабочий полупе-

риод. Такой вид кривой напряжения на выходе приемлем для питания некоторых видов нагрузки, но в большинстве случаев требуется другая форма выходного напряжения. Она может быть получена сложением нескольких полуволн напряжений в рабочей цепи схемы, состоящей из двух или более однополупериодных магнитных усилителей с самонасыщением.

В отличие от линейных усилителей (на электронных лампах и транзисторах) форма кривой входного сигнала магнитного усилителя не может быть воспроизведена на его выходе. Форма кривой выходного напряжения магнитного усилителя может быть только синусоидой или частью синусоиды, совпадающей по фазе с напряжением питания и пропорциональной ему по амплитуде. Это представляет собой известный недостаток магнитного усилителя и обусловило применение его главным образом в области привода, где высокий к. п. д. и большие мощности выхода имеют более существенное значение, чем линейное усиление входного сигнала с воспроизведением его формы. Таким образом, основное направление применения магнитных усилителей лежит не в области техники связи и звуковых усилителей [Л. 43], а в области автоматического регулирования и измерений.

Большинство практических схем магнитных усилителей с самонасыщением состоит из нескольких однополупериодных секций, связанных в одну сложную схему. Отправным пунктом для анализа их работы служат рассмотренные выше процессы в однополупериодной схеме. Однако здесь следует еще понять и учесть взаимодействие между отдельными частями схемы, добавление вольт-секунд одного дросселя к вольт-секундам другого, влияние тока насыщения одного дросселя на процесс намагничивания другого ненасыщенного дросселя. Эти явления во многих случаях играют важную роль, существенно влияют на ход процессов в схеме и подчас придают ей совершенно иные характеристики.

13-3. ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ УСИЛИТЕЛЯ И НАГРУЗКИ

Согласование магнитного усилителя с его нагрузкой представляет определенные трудности; в связи с этим приходится рассматривать некоторые вопросы, которые

не возникают в выходных каскадах электронных или транзисторных усилителей. Выходное сопротивление линейного усилителя представляет собой значительную величину и нагрузка должна быть согласована с ним, чтобы обеспечить максимум передаваемой мощности. Поскольку линейный усилитель имеет широкую полосу пропускания, форма входного сигнала воспроизводится на нагрузке. Например, обмотка управления двухфазного исполнительного двигателя может питаться от линейного лампового усилителя, имеющего синусоидальное напряжение на выходе. На работу такого усилителя почти не повлияют специфичные для этого двигателя явления, такие как э. д. с. вращения, индуцируемая в управляющей обмотке при данной фазе возбуждения. Выбор выходного каскада для управления конкретным двигателем не представляет собой особо трудной задачи и заключается главным образом в подборе величин сопротивлений, уровней мощности и потерь в усилителе.

Новые проблемы, возникающие при применении эквивалентного магнитного усилителя для питания того же двигателя, требуют тщательного учета взаимного влияния усилителя и нагрузки. Иногда это взаимное влияние настолько велико, что может сделать неэффективным действие нагрузки и даже совсем расстроить работу магнитного каскада. Это может быть объяснено двумя причинами.

Кривая выходного напряжения магнитного усилителя имеет сложную форму, на которую нагрузка может не реагировать должным образом, особенно если она была рассчитана первоначально на питание установившимся постоянным или синусоидальным током. И поскольку дроссель магнитного усилителя в рабочий полупериод питается от источника напряжения, на его работу обычно оказывают влияние посторонние напряжения, возникшие в цепи нагрузки и обусловленные самой нагрузкой.

Например, якорь двигателя с параллельным возбуждением, питаемый от однополупериодного выходного каскада магнитного усилителя, будет потреблять некоторую мощность переменных составляющих, имеющихся в выходном напряжении усилителя. Таких составляющих нет в чисто постоянном напряжении, на которое двигатель и был рассчитан.

Переменные составляющие не создают полезного вращающего момента, но вызывают дополнительные потери в стали и меди якоря, повышая его температуру и снижая величину максимального выхода, которая нормально может быть получена от двигателя. Этот дополнительный нагрев ведет к снижению номинальной мощности двигателя или вызывает необходимость установки фильтра на выходе усилителя. Двигатель в свою очередь оказывает влияние на работу магнитного усилителя в рабочий полупериод. Электродвижущая сила вращения, индуцируемая в якоре двигателя при любом числе его оборотов, направлена в рабочий полупериод противоположно напряжению питания рабочей цепи. В результате индукция в дросселе не начнет изменяться от своего начального значения B_0 до тех пор, пока мгновенное значение напряжения питания не превысит э. д. с. вращения. Это уменьшает перепад потока в рабочий полупериод при данном смещении и управляющем сигнале, уменьшает максимум выхода и коэффициент усиления.

Проектирование магнитного усилителя включает следующие три этапа. Первый — выбор нагрузки и схемы магнитного усилителя. Второй — анализ влияния формы кривой выходного напряжения на работу нагрузки. Третий — анализ влияния электрических характеристик нагрузки на работу выходного каскада. Последние два этапа при проектировании линейного усилителя обычно отсутствуют.

13.4. ОДНОПОЛУПЕРИОДНЫЙ ВЫХОДНОЙ КАСКАД ПОСТОЯННОГО ТОКА

Основная схема магнитного усилителя с самонасыщением, показанная на рис. 11-1, 12-1, 12-6 и 12-8 для разных способов управления, представляет собой практическую схему, пригодную для непосредственного питания некоторых видов нагрузок. Напряжение на выходе такой схемы не меняет направления, и так как ток нагрузки протекает только в положительный полупериод, ее принято называть однополупериодной схемой. В общем случае нагрузка может быть активной, активно-индуктивной и активно-емкостной.

В случае чисто активной нагрузки максимальный выходной ток равен отношению половины среднего за

полупериод значения напряжения питания к суммарному активному сопротивлению рабочей цепи

$$I_{н. макс} = \frac{0,450 U_{действ}}{R_n}. \quad (13-1)$$

Поскольку сумма активного сопротивления рабочей обмотки и сопротивления вентиля в прямом направлении мала по сравнению с сопротивлением нагрузки, схема имеет высокий к. п. д.

Сопротивление многих видов нагрузки, таких как управляющие обмотки электрических муфт, обмотки возбуждения генераторов, является активно-индуктивным и во многих случаях может быть представлено в виде

$$Z_n = R + j\omega L. \quad (13-2)$$

Если постоянная времени L/R значительно больше периода частоты питания $1/f$, то максимум выходного тока резко уменьшается по сравнению с величиной, определенной по уравнению (13-1).

Рис. 13-1 иллюстрирует это положение. На рис. 13-1, а показаны полярности напряжения питания и напряжения на нагрузке, а также направление тока нагрузки в какой-то момент времени рабочего полупериода в интервале после насыщения. Напряжение питания обеспечивает протекание тока через нагрузку и идет на покрытие падений напряжений на отдельных участках схемы. Так как нагрузка обладает некоторой индуктивностью, изменение тока в ней отстает от напряжения, и когда в конце положительного полупериода напряжение питания меняет знак, в нагрузке продолжает протекать ток значительной величины. Этот ток не может

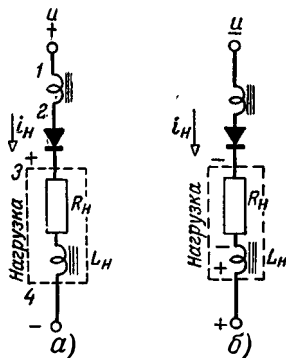


Рис. 13-1. Полярности напряжения питания и напряжения на активно-индуктивной нагрузке в схеме магнитного усилителя, питающего индуктивную нагрузку в интервале рабочего полупериода после насыщения (а) и интервале управления после перемены знака напряжения питания (б).

мгновенно упасть до нуля, а затухает в течение времени L/R . Таким образом, хотя напряжение питания и изменило знак, рабочий ток определенной величины будет протекать в отрицательный полупериод. Этот ток поддерживается за счет энергии, накопленной в индуктивности, а на нагрузке при этом возникает напряжение, пропорциональное скорости спада тока, равное $L \frac{di}{dt}$. На рис. 13-1,б показаны различные полярности напряжений во время протекания тока в отрицательный полупериод.

Для того чтобы ток в рабочей цепи мог протекать в отрицательный полупериод, необходимо, чтобы напряжение, индуктированное на нагрузке, было равно сумме напряжения питания и падения напряжения на всех активных сопротивлениях, т. е.

$$L \frac{di_n}{dt} = R_n i_n + u. \quad (13-3)$$

Полярность этого напряжения должна быть противоположной полярности напряжения питания, чтобы обеспечить протекание тока через рабочий вентиль в прямом направлении. Таким образом, при изменении знака напряжения питания напряжение на нагрузке также становится отрицательным, такой величины, какая необходима для поддержания протекания тока в нагрузке. Отрицательная вольт-секундная площадь напряжения на нагрузке снижает результирующее число положительных вольт-секунд на нагрузке, что приводит к уменьшению среднего значения напряжения и тока нагрузки. Соответствующие этому случаю кривые напряжений и тока нагрузки показаны на рис. 13-2.

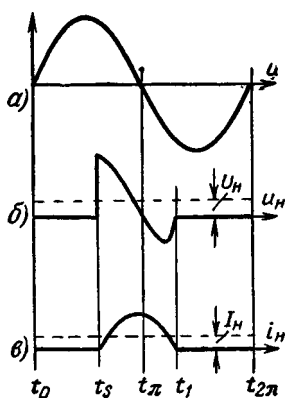


Рис. 13-2. Форма кривых напряжения и тока в схеме усилителя с индуктивной нагрузкой.

а — напряжение питания; б — напряжение на нагрузке; в — ток нагрузки.

Таким образом, при изменении знака напряжения питания напряжение на нагрузке также становится отрицательным, такой величины, какая необходима для поддержания протекания тока в нагрузке. Отрицательная вольт-секундная площадь напряжения на нагрузке снижает результирующее число положительных вольт-секунд на нагрузке, что приводит к уменьшению среднего значения напряжения и тока нагрузки. Соответствующие этому случаю кривые напряжений и тока нагрузки показаны на рис. 13-2. Так как нагрузка реагирует только на среднее значение тока, то эффективность схемы и ее коэффициент усиления по мощности снижаются.

На рис. 13-3 показана схема с обратным вентилем, шунтирующим нагрузку. Этот вентиль закорачивает индуктированное отрицательное напряжение на нагрузке и пропускает через себя ток нагрузки после того, как напряжение питания изменит знак. В режиме максимального выхода, когда угол проводимости равен 180° , все напряжение питания (если пренебречь незначительным падением напряжения на насыщенном дросселе) приложено к нагрузке (рис. 13-4). Средний ток нагрузки всегда равен среднему напряжению на нагрузке, деленному на ее активное сопротивление. Так как в этом случае нет отрицательных вольт-секунд, то максимальное значение тока нагрузки будет снова определяться уравнением (13-4).

Обратный вентиль остается закрытым в течение положительного рабочего полупериода и начинает пропускать ток при перемене знака напряжения питания, создавая этим возможность протекать току нагрузки.

Если постоянная времени нагрузки много больше одного периода частоты питания (что обычно имеет место для оборудования, работающего при частоте 400 гц), то затухание тока в каждый полупериод невелико и через нагрузку протекает практически полностью сглаженный постоянный ток (рис. 13-5). Для выбранных на рис. 13-3 направлений токов имеем:

$$i_H = i_p + i_{o.v.} \quad (13-4)$$

Поскольку токи почти постоянны, уравнение (13-4) справедливо как для мгновенных, так и для средних значений токов. Можно рассмотреть два предельных случая. Если индуктивность нагрузки велика и постоянная времени ее значительно превышает период, то практически можно не учитывать затухания тока за один период. Тогда при максимальном выходе

$$I_p = I_{o.v.} = \frac{I_H}{2} = \frac{0,225 U_{\text{действ.}}}{R_H}. \quad (13-5)$$

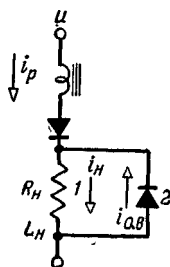


Рис. 13-3. Схема с обратным вентилем, шунтирующим индуктивную нагрузку.
1 — нагрузка; 2 — обратный вентиль.

Интересно отметить, что через рабочую обмотку дросселя и выпрямитель проходит только половина среднего тока нагрузки. Второй предельный случай относится к нагрузке с очень малой индуктивностью, которой мож-

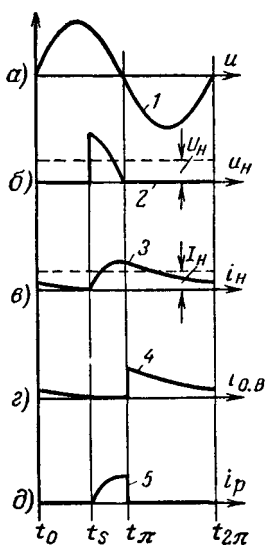


Рис. 13-4. Форма кривых напряжений и токов в схеме усилителя с обратным вентилем.

а — напряжение питания; б — напряжение на нагрузке; в — ток в нагрузке; г — тока обратном вентиле; д — ток в рабочей обмотке.

но пренебречь и рассматривать нагрузку, как чисто активную. В этом случае ток в обратном вентиле равен нулю, а средние значения тока нагрузки и тока дросселя равны. Таким образом, в зависимости от величины индуктивности нагрузки ток дросселя изменяется в пределах

$$I_H > I_P > \frac{1}{2} I_H. \quad (13-6)$$

Максимально возможное значение тока нагрузки всегда определяется уравнением (13-1).

Когда постоянная времени велика по сравнению с периодом, тогда продолжительность протекания переходного

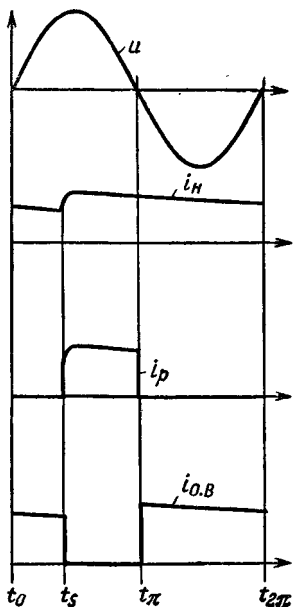


Рис. 13-5. Форма кривых напряжений и токов в схеме усилителя с обратным вентилем для случая, когда $\frac{L_H}{R_H} \gg \frac{1}{f}$.

го тока, вызванного скачкообразным изменением, например, входного сигнала, будет соответствовать постоянной времени нагрузки с добавлением обычной временной задержки магнитного усилителя. Это вызвано тем обстоятельством, что нагрузка всегда питается от источника с малым внутренним сопротивлением и поэтому определяющей является ее собственная постоянная времени. В рабочий полупериод ток течет от источника питания через рабочую обмотку дросселя, имеющую малое сопротивление, и через вентиль с небольшим сопротивлением в прямом направлении. В отрицательный полупериод ток проходит через обратный вентиль также с малым сопротивлением. Таким образом, можно считать, что в оба полупериода нагрузка питается от источника с очень малым внутренним сопротивлением и изменение тока происходит по обычной экспоненте с постоянной времени L/R .

13-5. ОДНОПОЛУПЕРИОДНЫЙ ВЫХОДНОЙ КАСКАД ПОСТОЯННОГО ТОКА С ДВИГАТЕЛЬНОЙ НАГРУЗКОЙ

Однополупериодный усилитель с выходом постоянного тока с успехом применяется для питания якоря двигателя с параллельным возбуждением. В этом случае следует также учесть характеристики нагрузки, поскольку они оказывают влияние на работу магнитного усилителя. На рис. 13-6 представлена схема замещения якоря двигателя с постоянным параллельным возбуждением. Мгновенное значение напряжения на якоре равно:

$$u_{\text{я}} = i_{\text{я}} R_{\text{я}} + L \frac{di_{\text{я}}}{dt} + k\Phi\omega. \quad (13-7)$$

Первые два члена малы по сравнению с третьим, который представляет собой э. д. с. вращения или противо-э. д. с., которая создается в проводниках якоря при пересечении ими магнитного поля возбуждения. Кроме двигателя с параллельным возбуждением, на практике встречаются и другие устройства, представляющие для магнитного усилителя подобную нагрузку — постоянное напряжение и малое внутреннее сопротивление. Типичными среди них являются: аккумуляторные батареи

в режиме заряда, входные емкостные фильтры источников питания, управляемых от магнитного усилителя. Все эти устройства образуют для магнитных усилителей отдельную группу нагрузок с аналогичными характеристиками.

Процессы в магнитном усилителе при таких нагрузках отличаются от процессов при чисто активной или активно-индуктивной нагрузке. Здесь возникают две новые проблемы. В момент насыщения сердечника в рабочий полупериод результирующее напряжение в рабочей цепи на прямом сопротивлении вентиля и сопротивлениях рабочей обмотки дросселя и якоря двигателя согласно уравнению (13-7) равно $u = k\Phi\omega$.



Рис. 13-6. Схема замещения якоря двигателя постоянного тока.

1—сопротивление якоря и щеток; 2—индуктивность якоря; 3—э. д. с. вращения, наводимая в якоре.

Так как все эти сопротивления должны быть малы, то через обмотку дросселя будет проходить импульс тока большой величины. Этот ток вызовет большие дополнительные потери мощности в дросселе и выпрямителе, а в некоторых случаях может оказаться необходимым включать в рабочую цепь дросселя ограничивающее сопротивление достаточно большой мощности.

Вторая проблема касается протекания намагничивающего тока в рабочий полупериод до насыщения. Из-за наличия противо-э. д. с. якоря $k\Phi\omega$ намагничивающий ток дросселя будет протекать только тогда, когда мгновенное значение напряжения питания превысит значение этой противо-э. д. с. До этого момента поток изменяться не будет. Когда угол проводимости противо-э. д. с. невелики, это явление не имеет существенного значения. Но при больших уровнях на выходе вследствие этого явления уменьшаются приращение потока в рабочий полупериод, максимальный выход и наклон характеристики вход—выход. Этого можно избежать, если создать шунтирующую нагрузку ветвь, через которую будет проходить намагничивающий ток, даже если противо-э. д. с. якоря запрет рабочий вентиль.

На рис. 13-7 показана однополупериодная схема для питания якоря двигателя с ограничивающим сопротивлением и шунтирующей ветвью, состоящей из вентиля

и сопротивления. Так как через этот вентиль проходит только намагничивающий ток дросселя, то его номинальные данные в проводящем направлении много ниже, чем у главного рабочего выпрямителя. Однако номинальный обратный ток должен быть таким же, как у главного рабочего вентиля, чтобы в управляющий полупериод обратный ток этого выпрямителя не вызывал изменения приращения потока и уменьшения коэффициента усиления. Сопротивление, включенное последовательно с вентилем, ограничивает ток в интервале после насыщения до значения, немного большего, чем намагничивающий ток. Следует отметить, что главный рабочий вентиль в управляющий полупериод препятствует передаче мощности из якоря в шунтирующую ветвь.

Описанный однополупериодный магнитный усилитель с успехом применяется для питания двигателей с параллельным возбуждением, с выходной мощностью на валу до 30—40 вт. Такие усилители просты, состоят из сравнительно малого числа элементов и могут быть выполнены с большой степенью надежности. Для двигателей с большей мощностью на валу предпочтительна двухполупериодная схема (см. § 13-6) главным образом, потому, что она позволяет уменьшить пульсации напряжения на зажимах двигателя и использовать двигатель практически на всю номинальную мощность.

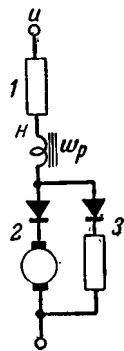


Рис. 13-7. Схема рабочей цепи усилителя для питания якоря двигателя постоянного тока.

1—сопротивление, ограничивающее бросок намагничивающего тока; 2—ветвь рабочего тока; 3—ветвь для протекания намагничивающего тока в интервале, предшествующем насыщению.

13-6. ДВУХПОЛУПЕРИОДНЫЙ ВЫХОДНОЙ КАСКАД ПОСТОЯННОГО ТОКА

Эффективность однополупериодной схемы до некоторой степени снижается из-за большого значения отношения максимального тока дросселя к его среднему значению. При больших мощностях выхода желательно применять двухполупериодную схему, так как в ней указанное отношение и относительная величина переменных

составляющих на нагрузке меньше. В двухполупериодной схеме при той же самой мощности выхода меньше потери в самом усилителе и нагрев нагрузки.

Схема состоит из двух однополупериодных частей, соединенных таким образом, что рабочий режим одной из них имеет место в один полупериод, а другой — в следующий полупериод.

Поскольку для нагрузки требуется напряжение одной постоянной полярности, то обе части посылают ток в нагрузку в одном и том же направлении. Цепи управления и смещения выполнены таким образом, что изменение углов проводимости в оба полупериода будет происходить одинаковым образом, т. е. они будут увеличиваться и уменьшаться в одном и том же направлении и иметь все время примерно одинаковую величину. Такая схема представляет по существу управляемый двухполупериодный выпрямитель.

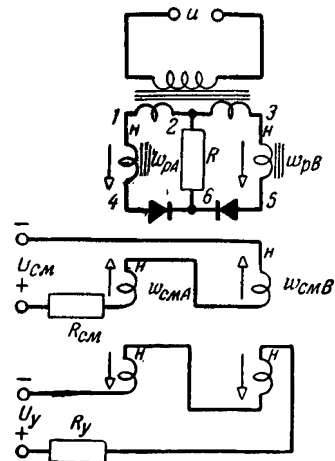


Рис. 13-8. Схема двухполупериодного выходного каскада.

Двухполупериодная схема, представленная на рис. 13-8, имеет в каждой однополупериодной части дроссель и рабочий вентиль. Питание осуществляется от трансформатора со средней точкой. Ток смещения размагничивает каждый дроссель, а ток управления в обоих дросселях действует навстречу смещению. Кривые напряжений для отдельных участков схемы показаны на рис. 13-9, а соответствующие частные циклы — на рис. 13-10. Когда дроссель *A* находится в своем рабочем полупериоде, в дросселе *B* происходит размагничивание — изменение индукции в направлении к начальному значению индукции B_0 , и наоборот. Из-за взаимного влияния цепей дросселей увеличивается амплитуда обратного напряжения, на которую должны быть рассчитаны рабочие выпрямители в рабочей цепи. Это увеличение обратного напряжения в рабочем выпрямителе одного дросселя возникает тогда, когда насыщается дру-

гой дроссель, а ток управления в обоих дросселях действует навстречу смещению. Кривые напряжений для отдельных участков схемы показаны на рис. 13-9, а соответствующие частные циклы — на рис. 13-10. Когда дроссель *A* находится в своем рабочем полупериоде, в дросселе *B* происходит размагничивание — изменение индукции в направлении к начальному значению индукции B_0 , и наоборот. Из-за взаимного влияния цепей дросселей увеличивается амплитуда обратного напряжения, на которую должны быть рассчитаны рабочие выпрямители в рабочей цепи. Это увеличение обратного напряжения в рабочем выпрямителе одного дросселя возникает тогда, когда насыщается дру-

гой дроссель. Режимам сердечников обоих дросселей соответствуют частные циклы примерно с одними и теми же значениями начальной индукции B_0 и параметра управления $\Delta B_{\text{п}}$, но они смещены во времени на полпериода частоты питания.

Трансформатор питания (рис. 13-8) должен быть рассчитан на полную мощность нагрузки; в некоторых случаях его стоимость, размеры и вес получаются такими, что применение его становится нецелесообразным. На рис. 13-11 показан так называемый мостовой вариант схемы усилителя, не содержащий трансформатора. Эта схема содержит те же два дросселя, но не два, а четыре рабочих выпрямителя, включенных по обычной мостовой схеме. На рисунке в качестве нагрузки показан якорь двигателя постоянного тока с шунтирующими ветвями для намагничивающего тока. Дроссель A насыщается в положительный полупериод, а дроссель B — в отрицательный полупериод. Оба дросселя потребляют мощность непосредственно из сети, и поэтому такой усилитель, управляющий большой мощностью, имеет малые габариты и вес. Особенностью схемы является отличие потенциалов обоих концов нагрузки от потенциала земли. Это может оказаться недостатком, когда для получения передаточной функции желаемого вида потребуется для цепей обратной связи использовать напряжение на нагрузке.

В схемах, показанных на рис. 13-8 и 13-11, ток управления действует на оба дросселя. Их углы проводимости изменяются одинаково, так как оба дросселя имеют общие цепи управления и смещения, обмотки их одинаковы, а сердечники, если и неодинаковы в точности, то достаточно близки друг к другу. При управле-

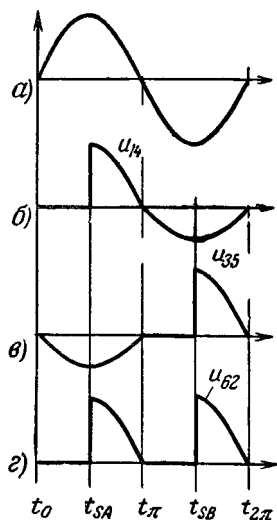


Рис. 13-9. Напряжения на отдельных участках схемы, изображенной на рис. 13-8.

a — напряжение питания; $б$ — напряжение на дросселе A ; $в$ — напряжение на дросселе B ; $г$ — напряжение на нагрузке.

ний от источника постоянного тока безразлично, управлять потоком одного или обоих дросселей.

Однако некоторые схемы, управляемые переменным током, могут быть несколько упрощены, если управление осуществлять только одним дросселем, а второй дрос-

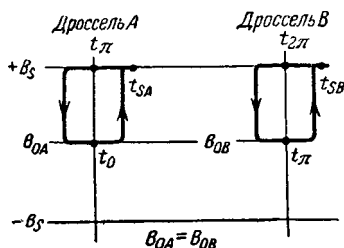
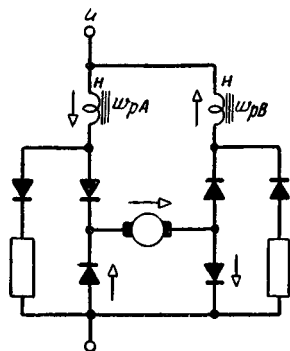


Рис. 13-10. Частные циклы сердечников дросселей схемы, изображенной на рис. 13-8.



сель будет при этом находиться в «подчинении» у первого¹.

На рис. 13-12 показана двухполупериодная мостовая схема с управлением от источника переменного напряжения. Здесь на стороне управления требуются два вентиля и два трансформатора со средней точкой; один для смещения, другой для управляющего сигнала. В остальном схема работает аналогично схеме с управлением от источника постоянного тока.

На рис. 13-13 показана мостовая схема с двухполупериодным выходом и однополупериодным входом. Управление от источника переменного напряжения осуществляется только дросселем А, а дроссель В управляется рабочим током насыщенного дросселя А [Л. 44]. Рабочий

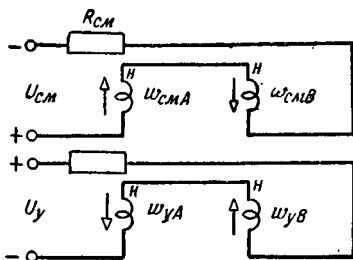


Рис. 13-11. Двухполупериодная мостовая схема для питания якоря двигателя постоянного тока.

¹ Такие схемы в дальнейшем будем называть схемами с однополупериодным входом и двухполупериодным выходом. Прим. ред.

процесс дросселя A и процесс управления дросселя B имеют место в один и тот же (положительный) полупериод. Таким образом, рабочий ток дросселя A после насыщения последнего осуществляет в соответствующий интервал времени изменение потока в дросселе B . В схе-

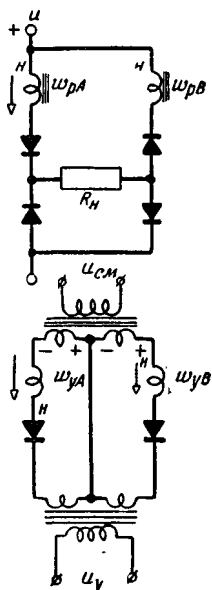


Рис. 13-12. Двухполупериодная мостовая схема с управлением от источника переменного напряжения.

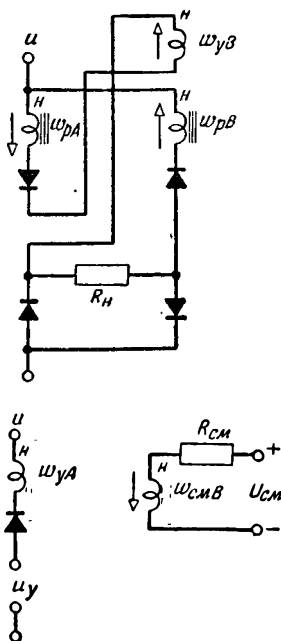


Рис. 13-13. Мостовая схема с двухполупериодным выходом и однополупериодным входом. Дроссель B управляется рабочим током насыщенного дросселя A .

ме, показанной на рис. 13-13, при отсутствии управляющего сигнала дроссель B размагничивается с помощью постоянного тока, протекающего в отдельной обмотке смещения, а рабочий ток дросселя A стремится намагнитить дроссель B . Чтобы процессы в обоих дросселях были согласованы, рабочий ток насыщенного дросселя A должен создавать необходимую величину намагничивающей силы, а управляющая обмотка дросселя B должна быть соответствующим образом рассчитана. Это

обстоятельство является недостатком рассматриваемой схемы, поскольку точность следования одного дросселя за другим будет зависеть от рабочего тока и сопротивления нагрузки. Добиться нужной точности в практических условиях достаточно трудно.

На рис. 13-14 приведена схема с двухполупериодным выходом и однополупериодным входом, в которой управление одного дросселя другим

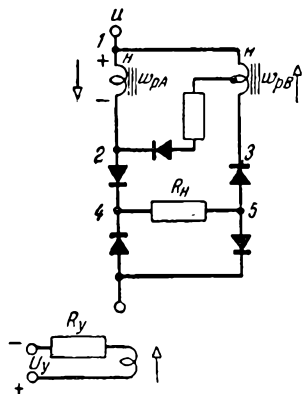


Рис. 13-14. Схема с двухполупериодным выходом и однополупериодным входом. Управление одного дросселя другим осуществляется благодаря взаимной (перекрестной) связи напряжений на дросселях.

осуществляется благодаря взаимной (перекрестной) связи напряжений на дросселях. В установившемся режиме вольт-секунды каждого из дросселей за один полупериод должны быть равны и противоположны по знаку вольт-секундам за другой полупериод, так как приращения потока в сердечнике в обоих направлениях одинаковы. Отсюда следует, что в данной мостовой схеме при идеальном согласовании работы дросселей число вольт-секунд дросселя B в каждый полупериод будет равно числу вольт-секунд дросселя A , хотя рабочий полупериод одного дросселя совпадает с управляющим полупериодом другого, и наоборот. Поэтому, если

напряжение на дросселе A , которое достаточно велико только в интервале, предшествующем насыщению, будет управлять дросселем B , то это обеспечит хорошее согласование их работы. На схеме по рис. 13-14 напряжение дросселя A в интервале, предшествующем насыщению, подается через выпрямитель и ограничивающее сопротивление на дроссель B , в котором в это время имеет место интервал управления. Если взять отвод от средней точки рабочей обмотки дросселя B , то число вольт-секунд на дросселе B будет вдвое больше того, которое требуется для изменения потока дросселя B . При этом ограничивающее сопротивление можно отрегулировать так, чтобы получить

идеальное согласование работы дросселей, которое не будет зависеть от изменения тока и сопротивления нагрузки. Кривые напряжений питания и дросселя для этой схемы показаны на рис. 13-15.

Управление одним дросселем с помощью другого увеличивает временную задержку схемы. Поскольку процесс управления дросселем B имеет место только тогда, когда наступает рабочий режим дросселя A , то тем самым уже в процессе управления дросселем B вносится дополнительная задержка, равная одному периоду частоты питания. Следовательно, в такой схеме, если дроссель A имеет временную задержку в один период, то с такой же задержкой будет получен половинный выход, а вторая половина выхода появится с задержкой на два периода. Такое дополнительное время запаздывания при сравнительно низких частотах питания может оказаться мало приемлемым.

Описанные одноктактные двухполупериодные схемы обладают наилучшими качествами магнитных усилителей, а именно: высоким к. п. д., возможностью управлять практически неограниченно большими мощностями и потенциально неограниченным сроком службы. Такие усилители могут работать на самые разнообразные нагрузки: от нагревательных элементов до якорей двигателей постоянного тока [Л. 45—47] и обмоток возбуждения генераторов. Если требуется получить более высокий коэффициент усиления, чем тот, который возможен для одного усилителя, такие схемы могут быть соединены в каскад.

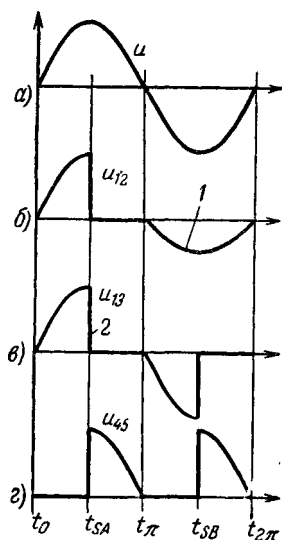


Рис. 13-15. Напряжения на отдельных участках схемы, изображенной на рис. 13-14. a — напряжение питания; $б$ — напряжение на дросселе A ; $в$ — напряжение на дросселе B ; $г$ — напряжение на нагрузке; 1 — вольт-секундная площадь в интервале управления, определяемая н. с. источника постоянного тока; 2 — вольт-секундная площадь в интервале управления, определяемая напряжением дросселя A в период, предшествующий насыщению.

13-7. ДВУХПОЛУПЕРИОДНЫЙ ВЫХОДНОЙ КАСКАД ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Для работы многих исполнительных устройств требуется питание переменным током, содержащим небольшую или не содержащим совсем постоянной составляющей.

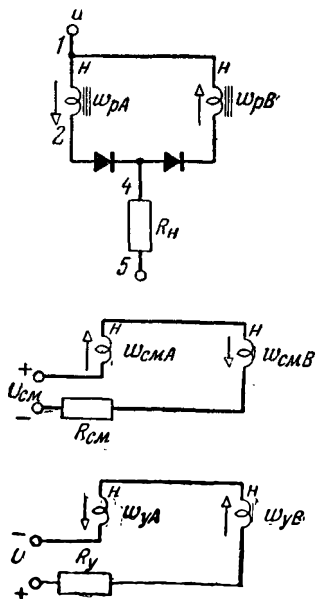


Рис. 13-16. Двухполупериодная схема с выходом переменного тока на активную нагрузку.

Типичными для таких исполнительных устройств являются многофазный асинхронный двигатель, соленоид переменного тока и моментный датчик переменного тока. Хотя в выходном напряжении однополупериодной схемы по рис. 13-1 преобладает переменная составляющая, все же постоянная составляющая обычно мешает работе нагрузки такого рода. Поэтому возникает необходимость создать схему из двух однополупериодных магнитных усилителей с самонасыщением, каждый из которых работает как управляемый выпрямитель, питающий нагрузку в течение своего полупериода так, что результирующее напряжение на нагрузке не содержит постоянной составляющей.

На рис. 13-16 показана типичная двухполупериодная схема с выходом переменного тока на активную нагрузку.

Эта схема состоит из двух дросселей A и B , каждый из которых питает нагрузку через свой собственный выпрямитель. Дроссель A насыщается в положительный полупериод и на нагрузке появляется часть положительной полуволны напряжения. Дроссель B насыщается в отрицательный полупериод и дает на нагрузку часть отрицательной полуволны. Так как цепи управления и смещения действуют так, что оба угла проводимости равны, то вольт-секундные площади за положительный и отрицательный полупериоды получаются при-

мерно одинаковыми и постоянная составляющая напряжения на нагрузке отсутствует.

Кривые напряжений питания и на нагрузке приведены на рис. 13-17. Форма кривой напряжения на нагрузке практически та же, что и в схеме дросселя насыщения с последовательным соединением рабочих обмоток. При данной кривой напряжения на нагрузке углы проводимости в оба полупериода равны, а это требует, чтобы оба дросселя насыщались по истечении одного и того же интервала времени после начала их соответствующих рабочих полупериодов. Изменения потока в их управляющие полупериоды должны быть также одинаковыми. Частные циклы для обоих дросселей показаны на рис. 13-18.

В данной схеме имеется специфичная взаимосвязь между дросселями, которая влияет на коэффициент усиления и продолжительность переходного процесса. Если вначале предположить, что кривые напряжений на дросселях в рассматриваемой двухполупериодной схеме бу-

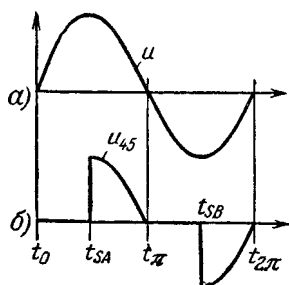


Рис. 13-17. Напряжение питания (а) и на нагрузке (б) для схемы, изображенной на рис. 13-16.

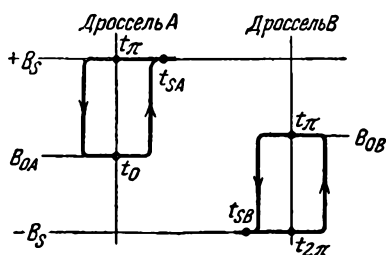


Рис. 13-18. Частные гистерезисные циклы сердечников обоих дросселей схемы, изображенной на рис. 13-16.

дут такими же, как и в отдельно взятой однополупериодной схеме, то тогда они будут иметь вид согласно рис. 13-19. Однако из эквивалентных схем, изображенных на рис. 13-20, вытекает, что такое представление кривых не будет соответствовать действительности. Это относится к интервалам $t_{SA}-t_{\pi}$ и $t_{SB}-t_{2\pi}$. Сразу же после насыщения дросселя А напряжение на его рабочей обмотке и вентиле становится очень малым (в предположении, что схема

имеет высокий к. п. д.). До момента t_{SA} поток в сердечнике дросселя B изменялся под влиянием цепей управления и на его рабочей обмотке было положительное напряжение. Когда дроссель A насыщается, он закорачивает рабочую обмотку дросселя B и, следовательно, во время оставшейся части полупериода управление дросселем B уже не будет осуществляться. Такое же взаимодействие между дросселями имеет место и в следующий полупериод (рис. 13-20,б), когда рабочая обмотка дросселя A закорачивается насыщенным дросселем B . Это взаимное влияние дросселей определяет вид кривых напряжения на дросселях (рис. 13-21). Из

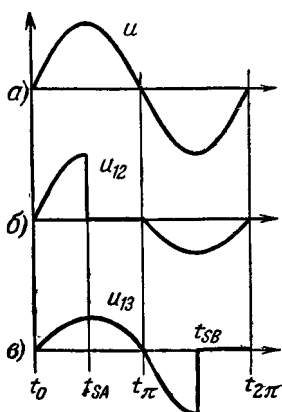
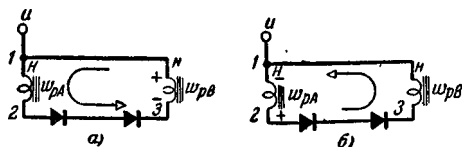


Рис. 13-19. Напряжения на дросселях схемы, приведенной на рис. 13-16, без учета их взаимного влияния друг на друга. а—напряжение питания; б—напряжение на дросселе A ; в—напряжение на дросселе B .

Рис. 13-20. Схемы зашунтирования дросселей при наличии взаимной (перекрестной) связи в интервалах, предшествующих насыщению. а—обмотка w_{pB} закорочена обмоткой w_{pA} в интервале $t_{SA}-t_{\pi}$; б—обмотка w_{pA} закорочена обмоткой w_{pB} в интервале $t_{SB}-t_{2\pi}$.

этих кривых видно, что управляющее напряжение на одном дросселе повторяет напряжение на другом, в интервале предшествующем насыщению.

Эта перекрестная связь между дросселями является разновидностью метода управления одного дросселя за счет напряжения на другом, описанного в предыдущем параграфе. С одной стороны, эта связь помогает тому, чтобы обе части схемы «подслеживали» друг за другом и работали согласованно, но, с другой стороны, она увеличивает постоянную времени, так как любое изменение управляющего сигнала передается от одного дросселя на другой, и в результате переходный процесс может продолжаться более, чем полтора периода частоты питания. Если сопротивления рабочих обмоток дросселей достаточно велики, то



взаимное влияние дросселей друг на друга сказывается менее резко. Действительно, при насыщении одного из дросселей рабочая цепь другого уже не будет закороченной, а будет находиться под напряжением, равным падению напряжения на вентиле и рабочей обмотке насыщенного дросселя. Если это падение напряжения велико, тогда коэффициент взаимной связи резко снижается и схема будет иметь более быструю реакцию, но более низкий к. п. д.

Так как в описанной схеме один дроссель управляет другим, то она не может управляться дифференциально, как реверсивный выходной каскад постоянного тока. Если бы было возможно вместо согласованного измене-

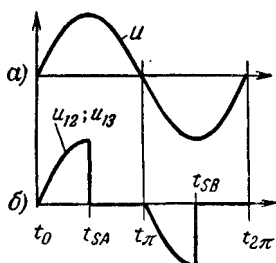


Рис. 13-21. Действительные кривые напряжений на дросселях (с учетом их взаимной связи).

а — напряжение питания; б — напряжение на дросселях А и В.

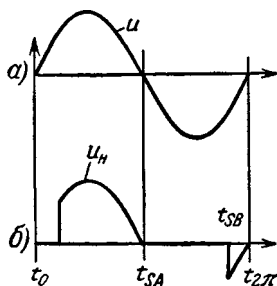


Рис. 13-22. Напряжение на нагрузке в дифференциальной схеме.

а — напряжение питания; б — напряжение на нагрузке.

ния углов насыщения получить изменение их в противоположных направлениях, то кривые выходного напряжения имели бы вид, показанный на рис. 13-22. При нуле входного сигнала в кривой такого вида отсутствует постоянная составляющая, но при наличии входного сигнала на выходе будет постоянная составляющая той или иной полярности в зависимости от полярности входного сигнала. Для многих нагрузок, требующих реверсивного питания постоянным током, усилитель с таким выходом был бы весьма целесообразным, однако магнитный усилитель при таком выходе не может сохранить прежний высокий к. п. д. Если в рабочие цепи дросселей для увеличения их сопротивления после насыщения вклю-

- читать последовательно активные сопротивления, как это показано на рис. 13-23, то можно в некоторой степени получить дифференциальное управление и при помощи описанной выше схемы с двухтактным выходом. Однако потери в дополнительных сопротивлениях уменьшают к. п. д. усилителя. В последующих параграфах будет

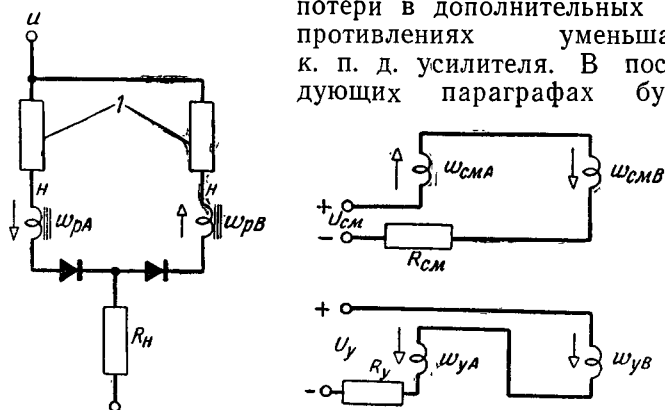


Рис. 13-23. Дифференциальная схема с добавочными сопротивлениями, включенными последовательно с рабочими обмотками дросселей.

I — добавочные сопротивления.

показано, что большинство двухтактных выходных каскадов как постоянного, так и переменного токов имеет такие же низкие к. п. д.

13-8. МНОГОКАСКАДНЫЙ МАГНИТНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО ТОКА, УПРАВЛЯЕМЫЙ СИГНАЛАМИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

На рис. 13-24 показан двухкаскадный магнитный усилитель с управлением от источника переменного напряжения. Два каскада применены для получения более высокого коэффициента усиления, а главное — для уменьшения уровня мощности управления. Сердечник дросселя B выходного каскада имеет достаточно большие размеры для размещения относительно мощной рабочей обмотки, через которую протекает ток нагрузки. Сердечник дросселя A каскада предварительного усиления имеет значительно меньшие размеры и его обмотка, выполняющая роль рабочей и управляющей обмоток, состоит из большого числа витков тонкой проволоки. Если мощность управления каскадом предварительного усиления меньше соответствующей мощности на его

выходе, т. е. если он имеет коэффициент усиления по мощности больше единицы, то усиление всей схемы в целом будет больше, чем усиление только одного выходного каскада.

Коэффициент усиления по напряжению каскада на электронных лампах равен произведению коэффициентов усиления отдельных каскадов. Если соединить два одинаковых каскада, то коэффициент усиления всей схемы будет равен квадрату коэффициента усиления одного каскада. Для многокаскадных магнитных усилителей это положение несправедливо. Так как источники управляющего сигнала должны либо отдавать, либо поглощать активную мощность, то суммарный коэффициент усиления по мощности магнитного усилителя должен определяться как отношение мощности выхода к мощности управления. Если соединить два одинаковых каскада таким образом, что максимальная раскочка выходного каскада будет достигаться при максимальной раскочке предварительного усилителя, то в результате такого соединения выигрыша в усилении по мощности не получится, так как требуемая величина управляющей мощности будет одной и той же как для двухкаскадного усилителя, так и для каждого отдельного каскада. Для того чтобы получить увеличение коэффициента усиления при каскадном соединении магнитных усилителей, необходимо выполнить два условия. Первое — дроссель предварительного усилителя должен быть по возможности минимальных размеров и рассчитан так, чтобы требуемая для него мощность управления была меньше мощности управления выходного каскада. Второе — максимальный выход всего усилителя должен получаться до того, как в предварительном усилителе наступит на-

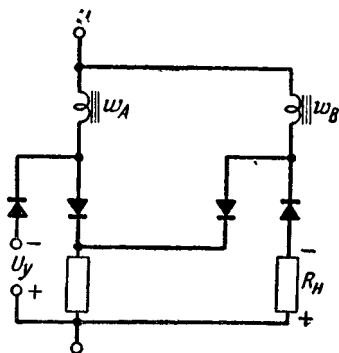


Рис. 13-24. Двухкаскадный магнитный усилитель постоянного тока с управлением от источника переменного напряжения. Положительный полупериод для дросселя А является рабочим, для дросселя В — управляющим; отрицательный — наоборот.

сыщение; иными словами, максимальный рабочий угол проводимости в предварительном усилителе должен быть меньше 180° . Однако следует отметить, что если рабочая зона предварительного усилителя будет слишком сужена, то уменьшится стабильность нуля схемы, так как снизится отношение мощности выхода к эквивалентной мощности дрейфа первого каскада.

В схеме, показанной на рис. 13-24, выходное напряжение предварительного усилителя управляет выходным каскадом так, как если бы последний управлялся от источника переменного напряжения. Поскольку предварительный усилитель тоже управляется от источника переменного напряжения, вольт-секунды напряжения на нагрузке всегда почти строго пропорциональны вольт-секундам на входе усилителя. Средние значения этих напряжений также пропорциональны друг другу. Такая взаимосвязь обычно имеет место у всех усилителей, управляемых от источника напряжения, независимо от колебаний напряжения и частоты питания.

Таким образом, данная схема представляет собой однотактный магнитный усилитель постоянного тока с хорошей линейностью характеристики вход—выход и стабильным нулем [Л. 48].

ГЛАВА ЧЕТЫРНАДЦАТАЯ

ДВУХТАКТНЫЕ ВЫХОДНЫЕ КАСКАДЫ

14-1. ТИПЫ НАГРУЗОК И КОНФИГУРАЦИЯ СХЕМ

Многие устройства или исполнительные механизмы, которые могут питаться от магнитного усилителя, являются реверсивными. Например, исполнительный двигатель изменяет направление вращения, когда изменяется полярность управляющего сигнала. Поэтому магнитный усилитель, питающий реверсивную нагрузку, должен иметь двухтактный (реверсивный) выход. Такие усилители сложнее однотактных секций (плеч), являющихся частями какого-либо двухтактного устройства.

Конфигурация схемы зависит от типа и мощности нагрузки. Реверсивные нагрузки могут быть разделены на две группы, отличающиеся схемой соединения. К первой группе относятся трех- и четырехполюсные схемы с двумя токовыми путями (ветвями), которые

или связаны вместе в общей точке, или совершенно друг от друга независимы (рис. 14-1). Каждая ветвь питается от отдельного однотактного усилителя.

Исполнительное устройство сконструировано таким образом, что полезный выход (момент, скорость и т. д.) пропорционален разности этих двух токов. Таким образом обеспечивается реверсивная работа, хотя напряжение на выходе каждого магнитного усилителя не изменяет полярности. Выходные каскады магнитных усилителей для питания такой нагрузки состоят из двух однотактных плеч, каждое из которых питает свою ветвь нагрузки. Их цепи управления соединены так, что если выход одного плеча увеличивается, то выход второго — уменьшается, и наоборот.

Ко второй группе относятся двухполюсные схемы нагрузок, выход которых реверсируется при изменении полярности или фазы управляющего сигнала. Типичными примерами такой нагрузки являются измеритель перемещения на постоянном токе с двусторонним отклонением и двухфазный двигатель переменного тока. Магнитный усилитель для питания таких устройств должен сам по себе обеспечивать реверсивное напряжение на выходе. На рис. 14-2 и 14-3 показаны в упрощенном виде оба варианта выполнения выходных каскадов.

В предыдущих главах было показано, что в основе магнитного усилителя с самонасыщением лежит однополупериодная однотактная схема с выходом постоянного тока. Для получения реверсивной работы необходимо выходы обоих однотактных усилителей соединить дифференциально или в самих усилителях, или в нагрузке, имеющей среднюю точку. В обоих случаях при нуле входного сигнала имеются заметные потери (или в самом усилителе, или в нагрузке). Эти потери присущи дифференциальной схеме, в которой для получения нулевой точки производится сравнение двух напряже-

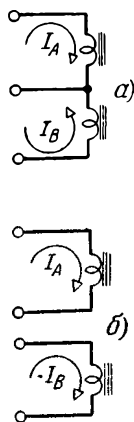


Рис. 14-1. Схема реверсивной нагрузки с двумя токовыми путями (ветвями). а — трехполюсная схема; б — четырехполюсная схема (выход определяется разностью токов $k(I_A - I_B)$).

ний или токов. В режиме максимального выхода к. п. д. такой схемы может быть высоким, но при нуле, так как происходит сравнение двух уровней мощности, неизбежно возникают потери. Такое положение имеет место и

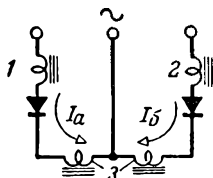


Рис. 14-2. Упрощенная схема питания расщепленной нагрузки (нагрузки со средней точкой). 1 — магнитный усилитель А; 2 — магнитный усилитель В; 3 — нагрузка.

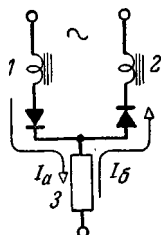


Рис. 14-3. Упрощенная схема выхода для питания реверсивной двухполюсной нагрузки. 1 — магнитный усилитель А; 2 — магнитный усилитель В; 3 — нагрузка.

для балансной схемы усилителя постоянного тока, в которой применяются две электронные лампы, соединенные дифференциально.

14-2. ВЫХОДНЫЕ КАСКАДЫ ДЛЯ НАГРУЗОК СО СРЕДНЕЙ ТОЧКОЙ

Типичными примерами нагрузки со средней точкой (расщепленной нагрузки) являются реверсивная электромагнитная муфта и моментный двигатель постоянного тока. В этих обоих случаях усилитель питает током обе ветви обмотки нагрузки. Результирующий механический эффект (момент, скорость) пропорционален разности этих двух токов.

На рис. 14-4 показана однополупериодная схема для питания такой нагрузки. Каждая ветвь нагрузки питается от соответствующего однополупериодного плеча; когда в одном из них рабочий полупериод, в другом — управляющий, и наоборот.

В случае индуктивной нагрузки путем включения обратных клапанов, шунтирующих каждую ветвь нагрузки, удастся получать в них постоянный ток значитель-

ной величины. С помощью смещения от источника постоянного тока устанавливаются малые углы проводимости в обоих плечах схемы, а управляющая цепь действует при этом дифференциально, увеличивая выход одного плеча и уменьшая выход другого. При нуле входного сигнала оба угла проводимости и токи равны. При максимальном выходе одно плечо заперто, а другое максимально открыто — его угол проводимости $\theta_{пр}$ близок к 180° .

Кривые напряжений на отдельных участках такого усилителя аналогичны кривым напряжений в однополупериодном магнитном усилителе с самонасыщением, работающем на индуктивную нагрузку с обратным вентилем (рис. 13-3). Перекрестная модуляция и взаимодействие между обеими частями схемы имеют место только при значительной величине коэффициента связи между ветвями нагрузки. При больших значениях этого коэффициента возникает ряд эффектов, которые оказывают влияние на работу схемы. В режиме максимального выхода из той ветви нагрузки, по которой протекает большой ток, индуктируется переменное напряжение в другую ветвь, в которой при этом должен быть незначительный ток. Когда коэффициент связи высок, то внутреннее сопротивление источника э. д. с., эквивалентного индуктированному напряжению, мало, и благодаря обратному вентилю в этой ветви нагрузки будет протекать постоянный ток, пропорциональный индуктированному напряжению. Это уменьшает максимум разности токов и уменьшает механическую мощность выхода машины.

Если мощность нагрузки значительна, то может оказаться целесообразным питать каждую ветвь расщепленной нагрузки от двухполупериодного магнитного уси-

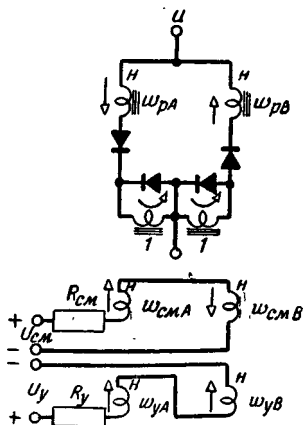


Рис. 14-4. Однополупериодная схема для питания реверсивной расщепленной нагрузки.
I — нагрузка.

лителя. Типичная схема такого усилителя показана на рис. 14-5. Четыре дросселя и восемь выпрямителей образуют две отдельные двухполупериодные мостовые схемы, каждая из которых независимо питает свою ветвь нагрузки. Для двухполупериодной схемы отпадает необходимость в обратных вентилях, так как в режиме максимального выхода индуктированная отрицательная э. д. с. затухает в последующий проводящий полупериод.

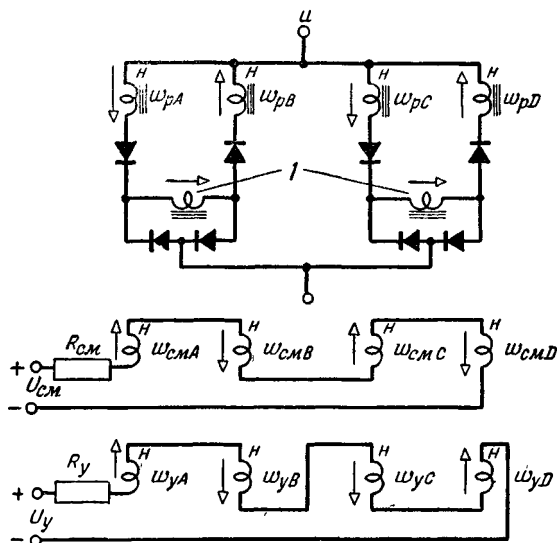


Рис. 14-5. Двухполупериодный магнитный усилитель для питания реверсивной расщепленной нагрузки.

I — нагрузка.

Поскольку за оба полупериода напряжение на нагрузку поступает от источника с малым внутренним сопротивлением, оно представляет собой двухполупериодное выпрямленное напряжение, а через нагрузку протекает постоянный ток.

Типичными для второй группы нагрузок являются также двигатель постоянного тока параллельного возбуждения с расщепленной обмоткой возбуждения, якорь которого питается от источника тока (постоянного), двухтактный электрогидравлический клапан, обмотка управления амплидинного генератора и двухтактный по-

зиционный соленоид. Если не учитывать потерь при нулевом входном сигнале, то магнитные усилители можно считать идеальными усилителями для таких устройств. Они могут обеспечить такие уровни мощности и такие значения к. п. д. в режиме максимального выхода, которые невозможно получить в других усилителях.

14-3. ДВУХТАКТНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ ДЛЯ ДВИГАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА С РАСЩЕПЛЕННОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ ОБМОТКОЙ ВОЗБУЖДЕНИЯ

Двигатель постоянного тока с обмоткой возбуждения со средней точкой показан на рис. 14-6. Он может управляться или от однополупериодного, или от двухполупериодного выходного каскада магнитного усилителя. Для этой цели машина исполняется с двумя одинаковыми последовательными обмотками возбуждения, которые соединяются с якорем в трехполюсную схему, как показано на рисунке. Обе обмотки возбуждения при данном направлении токов создают моменты противоположных знаков. При нуле входного сигнала развиваемый двигателем момент равен нулю, так как токи в обеих обмотках возбуждения равны и создаваемые ими магнитные поля компенсируют друг друга. Когда результирующее магнитное поле отсутствует, то даже при наличии тока в якоре момента создаваться не будет. Если один из токов возбуждения становится больше другого, возникает результирующий момент того или иного знака.

Такой двигатель получает питание от двух одноконтных магнитных усилителей, каждый из которых присоединен к одному зажиму своей обмотки возбуждения и к общему для обоих усилителей зажиму якоря. Оба усилителя (плеча) работают совершенно независимо друг от друга и обычно их взаимное влияние незначительно. На рис. 14-7 показана однополупериодная схема усилителя для такого двигателя. Две последовательные обмотки возбуждения питаются каждая от своего отдельного усилителя, а цепь якоря является общей для обо-

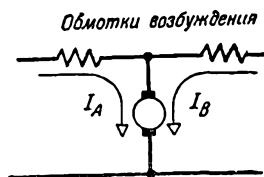


Рис. 14-6. Двигатель постоянного тока с расщепленной последовательной обмоткой возбуждения. Момент равен $k(I_A - I_B)^2$.

их усилителей. В показанной на рисунке схеме оба плеча соединены так, что рабочий режим одного дросселя имеет место в управляющий полупериод другого дросселя.

Эта однополупериодная схема выгодно отличается своими очень малыми размерами и весом для заданной мощности на валу. Двигатели постоянного тока имеют малые потери и могут иметь одинаково высокий к. п. д. практически для всех габаритов. Кроме того, сам магнит-

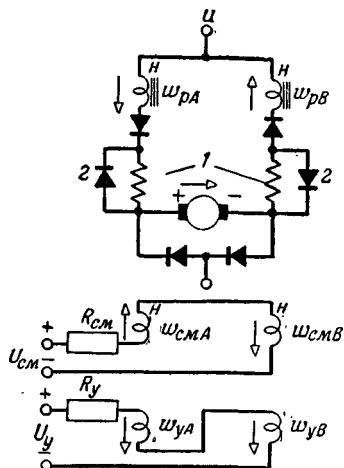


Рис. 14-7. Однополупериодная схема для привода двигателя постоянного тока с расщепленной последовательной обмоткой возбуждения.

1 — обмотка возбуждения; 2 — обратный вентиль.

ный усилитель имеет высокий электрический к. п. д., если в оба плеча ввести достаточно большое отрицательное смещение, чтобы потери при нулевом входном сигнале были невелики. В режиме максимального выхода потери в усилителе будут состоять только из падения напряжения в насыщенном дросселе и выпрямителе. В целом блок усилитель—двигатель также имеет высокий к. п. д. при малых весе и габаритах.

Для управления более мощными двигателями требуется усилитель, состоящий из двух двухполупериодных схем. Это уменьшает потери в усилителе и двигателе. Типичная схема такого усилителя показана

на рис. 14-8. Питание ее осуществляется от сети через трансформатор, хотя можно было бы воспользоваться и мостовой схемой. Взаимное влияние отдельных частей схемы невелико и при правильном выборе параметров можно получить высокий к. п. д. Если управление осуществляется переменным током, то для упрощения цепи управления можно одну из однополупериодных ветвей каждого двухполупериодного плеча сделать управляемой («подчиненной») от другой однополупериодной ветви. И в этом случае для уменьшения потерь

при нуле входного сигнала можно воспользоваться соответствующим смещением.

Описанный привод усилитель — двигатель с расщепленной последовательной обмоткой возбуждения является одним из наиболее эффективных независимо от типа

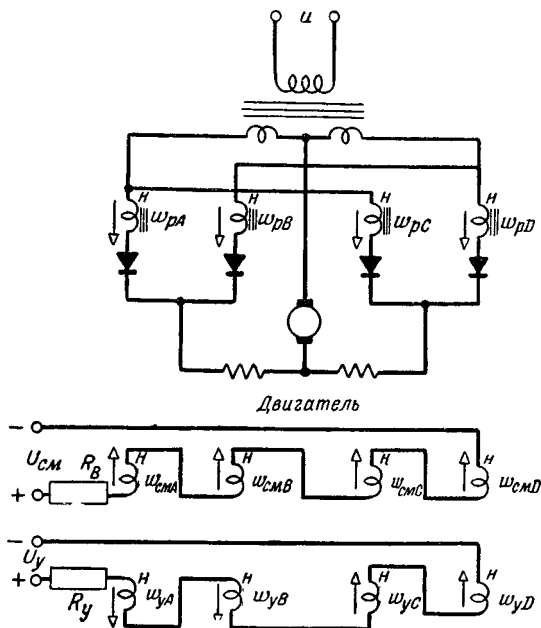


Рис. 14-8. Двухполупериодная схема для привода двигателя с расщепленной последовательной обмоткой возбуждения.

усилителя и двигателя. Он обладает значительно лучшими свойствами, чем привод с двигателем с расщепленной параллельной обмоткой возбуждения, так как в последнем из-за того, что по якорю непрерывно протекает ток, имеются большие потери при нулевом входном сигнале. Высокий к. п. д. таких схем наглядно виден из того, что действующее значение тока, потребляемого при нуле входного сигнала, составляет 15—30% от величины тока в режиме максимального выхода. В этом отношении схема напоминает усилительный каскад на электронных лампах в классе В, отличающийся высоким к. п. д. и малыми потерями при нулевом сигнале.

14-4. ВЫХОДНЫЕ КАСКАДЫ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ

В большинстве случаев в маломощных системах управления применяются двухфазные исполнительные двигатели переменного тока, показанные на рис. 14-9 и 14-10. Двигатели обладают малой инерцией, рассчитаны на большие ускорения и имеют механические характеристики, подобные изображенным на рис. 14-11. Отношение активного сопротивления ротора к реактивному при ча-

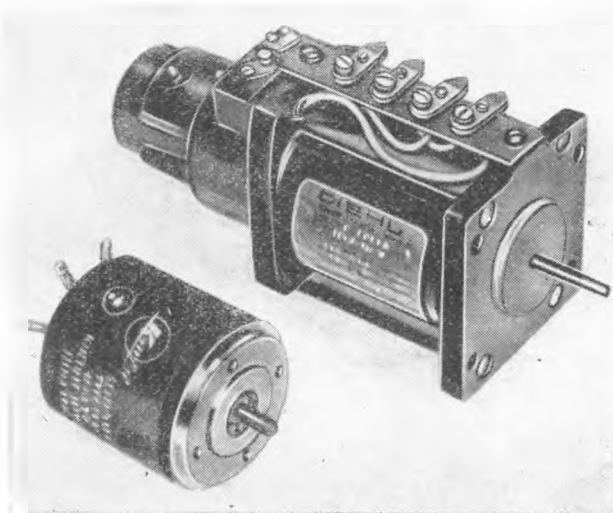


Рис. 14-9. Двухфазные двигатели для маломощных систем управления.

стоте питания сделано большим, чтобы увеличить тормозной и опрокидывающий моменты двигателя. Обычно одна фаза двигателя питается от неизменного напряжения сети (обмотка возбуждения), а другая фаза (обмотка управления) питается переменным по величине и реверсивным по фазе напряжением. Обе обмотки рассчитаны так, что в режиме максимального выхода они потребляют одинаковую мощность. Поскольку усилитель рассчитан только на питание управляющей обмотки двигателя, его размеры и вес относительно невелики.

Для получения максимального выхода на валу оба напряжения должны быть сдвинуты по фазе друг относительно друга на угол 90° , так как момент на валу пропорционален синусу угла сдвига между этими напряжениями (рис. 14-12). В этом отношении такие двигатели напоминают фазовый детектор, они не реагируют на составляющие высших гармоник и шумов управляющего напряжения при синусоидальном напряжении возбуждения. Если напряжение на выходе магнитного усилителя, поступающее на управляющую обмотку двигателя, несинусоидально, то скорость вращения и момент двигателя определяются только той составляющей управляющего напряжения, которая сдвинута по отношению к напряжению возбуждения на угол 90° .

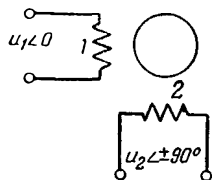


Рис. 14-10. Схема двухфазного двигателя.

1 — управляющая обмотка; 2 — обмотка возбуждения.

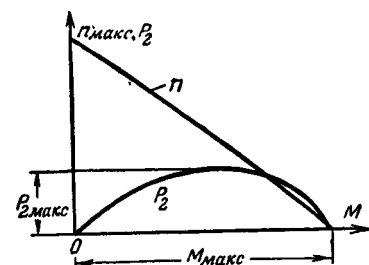


Рис. 14-11. Типовые зависимости скорости вращения и мощности на валу P_2 от момента нагрузки для двухфазного двигателя малой мощности.

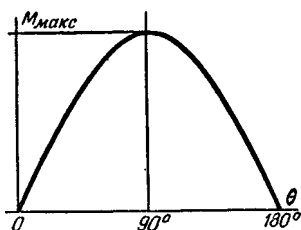


Рис. 14-12. Зависимость тормозного максимального момента от разности фазовых углов между напряжениями управления и возбуждения.

или двухполупериодной схемам. Однополупериодные — самые простые; они обычно состоят из двух усилителей с самонасыщением, соединенных по мостовой схеме или по схеме с трансформатором со средней точкой. Однако в выходном напряжении таких усилителей, кроме переменной составляющей, создающей вращающий момент, всегда имеется еще постоянная составляющая, которая

вызывает появление тормозящего момента. В некоторых схемах это тормозящее действие используется для стабилизации сервосистемы, однако наличие его связано с уменьшением максимальной скорости двигателя, с увеличением потерь в управляющей обмотке и как следствие этого снижением номинальной мощности во избежание перегрева. Увеличение потерь препятствует применению однополупериодных усилителей для исполнительных двигателей мощностью более нескольких ватт; для них необходимы двухполупериодные схемы.

Магнитные усилители весьма целесообразны для управления такими двигателями. Их достоинство состоит в том, что они потребляют энергию непосредственно из сети переменного тока и имеют высокий к. п. д. в режиме максимального выхода, что позволяет выполнять усилители малых габаритов и веса. Однако, как и большинство других двухтактных усилителей, питающих двухполюсную нагрузку, они имеют большие потери при нулевом выходном сигнале, что увеличивает нагрев усилителя или двигателя и должно учитываться при их проектировании. Кроме того, кривая напряжения на выходе магнитных усилителей имеет резко отличную от синусоиды форму, а эти двигатели рассчитаны как раз на синусоидальное напряжение. Однако переменная составляющая выходного напряжения, создающая момент, достаточно велика и при всех значениях управляющего сигнала можно получить удовлетворительные значения мощности на валу.

14-5. ОДНОПОЛУПЕРИОДНАЯ СХЕМА С НАСЫЩЕНИЕМ ДРОССЕЛЕЙ В ОДИН И ТОТ ЖЕ ПОЛУПЕРИОД

На рис. 14-13 показана схема двухтактного мостового однополупериодного магнитного усилителя для управления двухфазным двигателем. Она состоит из двух дросселей и четырех выпрямителей в рабочей цепи. Управление и смещение осуществляются от источников постоянного тока. Нагрузкой усилителя является обмотка управления двигателя. Поскольку в режиме максимального выхода напряжение на нагрузке находится в фазе с напряжением сети, то для получения необходимого сдвига по фазе в 90° обмотка возбуждения должна питаться от сети через один или несколько фазосдвигающих конденсаторов. Усилитель может быть собран по

схеме с трансформатором со средней точкой, но из-за габаритов и веса трансформатора [Л. 49] предпочтительнее мостовая схема.

Вентили в рабочих цепях обоих дросселей включены одинаковым образом. При этом рабочий режим в обоих дросселях имеет место в один и тот же полупериод — положительный для схемы, изображенной на рисунке, а управляющий — в отрицательный полупериод. Ток смещения создает намагничивающую силу, действующую навстречу намагничивающей силе от рабочего тока в интервале рабочего полупериода до насыщения. Если приращение индукции в этом интервале считать положительным, то тогда в управляющий полупериод ток смещения изменяет индукцию в отрицательном направлении. При токе управления, равном нулю, ток смещения в каждом дросселе в управляющий полупериод изменяет индукцию от индукции насыщения $+B_s$ примерно до одинаковых начальных значений B_0 к концу этого полупериода. Если дроссели и выпрямители идентичны, то магнитное состояние обоих сердечников за один период частоты питания будет изменяться по одинаковым частным циклам от индукции насыщения до начального значения индукции и обратно.

Цепь смещения действует на оба сердечника в одном направлении, а цепь управления — в разных; в одном ток управления создает намагничивающую силу, направленную противоположно намагничивающей силе смещения, а в другом — согласно с ней. Таким образом,

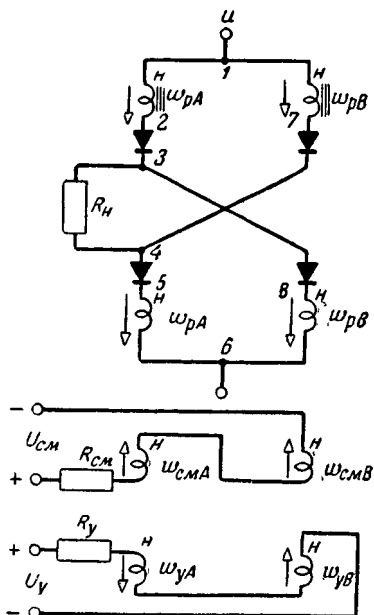


Рис. 14-13. Двухтактный мостовой однополупериодный усилитель. Рабочий полупериод наступает одновременно в обоих дросселях.

когда по обмотке управления протекает какой-то ток, мостовая схема будет не уравновешена в том или ином направлении и на нагрузке появится полезное (реверсивное) напряжение.

Кривые напряжений на отдельных участках неуравновешенной схемы показаны на рис. 14-14, а частные

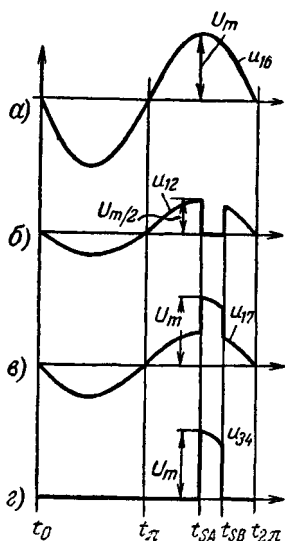


Рис. 14-14. Кривые напряжений на отдельных участках схемы, изображенной на рис. 14-13.

а — напряжение питания; б — напряжение на дросселе А; в — напряжение на дросселе В; г — напряжение на нагрузке.

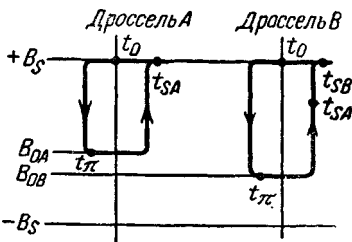


Рис. 14-15. Частные гистерезисные циклы для дросселей усилителя по рис. 14-13.

циклы обоих дросселей — на рис. 14-15. В момент t_0 начала управляющего полупериода рабочий режим в обоих дросселях заканчивается, вентили рабочей цепи запираются, и индукция в сердечниках начинает уменьшаться от значения $+B_s$. При показанном на рис. 14-13 направлении управляющего тока намагничивающие силы управления и смещения действуют в дросселе противоположно друг другу, и поэтому приращении индукции в управля-

ющий полупериод в дросселе А будет меньше, чем в дросселе В. Под действием этого управляющего тока начальное значение индукции B_0 дросселя А сдвигается вверх от начального значения, которое имело место при нулевом сигнале, а начальное значение индукции дросселя В, наоборот, смещается вниз. В этот интервал управления магнитное состояние обоих дросселей изменяется вдоль левых сторон частных циклов, показанных на рис. 14-15.

Рабочий полупериод обоих дросселей начинается в момент t_{π} . Поскольку все рабочие выпрямители открыты, к рабочим обмоткам дросселей прикладываются вольт-секунды напряжения питания, начинает протекать намагничивающий ток и индукция в обоих дросселях изменяется в сторону насыщения. Начальное значение индукции B_{0A} дросселя A ближе к значению $+B_S$, чем начальное значение B_{0B} дросселя B ; поэтому дроссель A насыщается быстрее. Он насыщается в момент t_{SA} , и при этом напряжение на каждой рабочей обмотке (u_{12}) падает и в нагрузке протекает значительный ток. Если полное сопротивление рабочих обмоток дросселя A при насыщении невелико, то точки 3—4 схемы на рис. 14-13 оказываются практически подключенными к напряжению питания, а рабочая цепь усилителя может быть приближенно представлена эквивалентной схемой, изображенной на рис. 14-16. Теперь каждая рабочая обмотка дросселя B находится под полным напряжением питания, в то время как в интервале, предшествующем насыщению, до момента t_{SA} на каждую из этих обмоток приходилась только половина мгновенного значения напряжения питания. Напряжение на дросселе B (u_{17}) скачком достигает полного напряжения, удваиваясь в момент t_{SA} . В результате индукция в дросселе B изменяется в 2 раза быстрее и достигает индукции насыщения в этот же рабочий полупериод, в момент t_{SB} . В течение оставшейся части положительного полупериода оба дросселя насыщены и через них от источника питания протекает ток короткого замыкания большой величины.

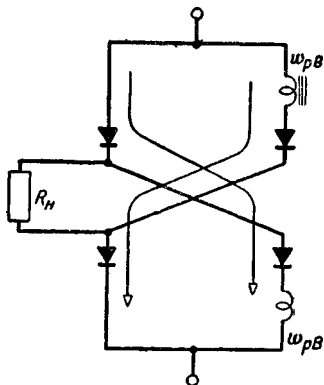


Рис. 14-16. Схема замещения рабочей цепи усилителя для интервала $t_{SA} - t_{SB}$.

Ток в нагрузке протекает только в интервале $t_{SA} - t_{SB}$. При насыщении дросселя A через обе его рабочие обмотки и нагрузку протекает сравнительно большой ток. Однако после того, как насытится дроссель B , на-

напряжение на нагрузке упадет до нуля, так как теперь ток верхней ветви дросселя A будет протекать через короткозамкнутый участок между верхней ветвью дросселя A и нижней ветвью дросселя B . Хотя напряжение на

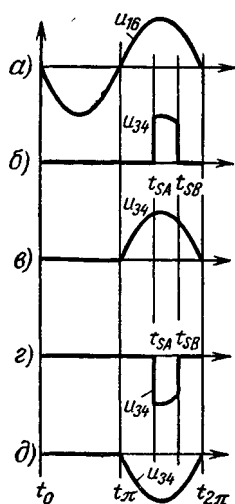


Рис. 14-17. Кривые напряжения питания (а) и напряжения на нагрузке (б—г) в схеме по рис. 14-13 при разных значениях тока управления.

б—дроссель A насыщается раньше дросселя B ; в—дроссель A полностью насыщен, в дросселе B протекает минимальный ток; г—дроссель B насыщается раньше дросселя A ; д—дроссель B полностью насыщен, в дросселе A протекает минимальный ток.

нагрузке равно нулю, напряжение питания должно попрежнему распределяться поровну между верхней и нижней ветвями каждого дросселя. Эти падения напряжения в насыщенных дросселях показаны на рис. 14-14 на кривых u_{12} и u_{17} . После момента t_{SB} дальнейшего изменения потока не происходит, оба сердечника остаются насыщенными до начала следующего управляющего полупериода.

Взаимное влияние этих двух дросселей в рабочий полупериод является хорошим примером «перекрестной модуляции», которая имеет место в сложных схемах. Точки короткого замыкания протекающие в плечах моста после насыщения дросселей, в значительной мере определяют и потери мощности, так как максимальные значения этих токов больше максимальных значений тока нагрузки. Таким образом, этой схеме свойственны значительные потери мощности при нулевом сигнале, хотя ее к. п. д. в режиме максимального выхода может быть и велик. Это типично для большинства двухтактных схем, работающих на двухполюсную нагрузку.

Увеличение тока управления ускоряет наступление момента насыщения t_{SA} дросселя A и замедляет наступление момента насыщения t_{SB} дросселя B . Это увеличивает продолжительность интервала, когда на нагрузке есть напряжение, а следовательно, и увеличивает выход усилителя. При некоторой предельной величине тока управления дроссель A остается насыщенным в течение всего рабочего полупериода, а в дросселе B протекает

минимальный ток. При этом имеет место режим максимального выхода, напряжение на нагрузке имеет форму однополупериодного выпрямленного напряжения. Если направление тока управления изменить на обратное, то схема будет работать так же, только теперь дроссель B насыщается раньше дросселя A . Это изменяет полярность напряжения на нагрузке и направление вращения двигателя, так как фаза основной гармоники изменяется на 180° . Таким образом, фаза или полярность выходного напряжения меняется с изменением полярности управляющего напряжения. Кривые напряжения на нагрузке при разных значениях тока управления показаны на рис. 14-17.

Если в режиме максимального выхода один дроссель должен оставаться в режиме минимального тока, то параметры рабочей цепи дросселя должны быть так рассчитаны, чтобы полное напряжение питания, приложенное к его обмоткам, не вызвало насыщения. Смещение при нулевом сигнале устанавливается таким, чтобы при этом оба дросселя насыщались одновременно в интервале $90-180^\circ$ после начала рабочего полупериода. Если точка насыщения оказывается близкой к 90° , то при насыщении токи короткого замыкания будут протекать примерно в течение 90° рабочего полупериода, и поэтому потери при нулевом сигнале будут слишком велики. Если эти потери мощности уменьшить увеличением смещения так, чтобы насыщение дросселей происходило близко к концу рабочего полупериода ($t_{2\pi}$), то характеристика вход — выход усилителя будет иметь зону нечувствительности вблизи нуля. Правильным решением будет уменьшение времени протекания токов короткого замыкания примерно до интервала, соответствующего 45° (рис. 14-18), и если необходимо — ограничение их величины с помощью сопротивления, включаемого последовательно с источником питания.

Во всех режимах, кроме режима максимального выхода, сердечники обоих дросселей оказываются всегда насыщенными к концу рабочего полупериода. Сопротивление цепи управления в этом случае в основном является активным, и ток в начале полупериода управления равен U_y/R_y , где R_y — суммарное активное сопротивление цепи. Аналогичное явление имеет место в простом одноктактном однополупериодном магнитном усилителе

с самонасыщением. Как и этот усилитель, рассматриваемая схема отличается большим быстродействием: максимальная временная задержка ее составляет от полупериода до полутора периодов частоты питания. Такое быстродействие усилителя упрощает проблему стабилизации servосистемы.

Поскольку полярность выходного напряжения усилителя изменяется при изменении полярности управляющего напряжения, он может

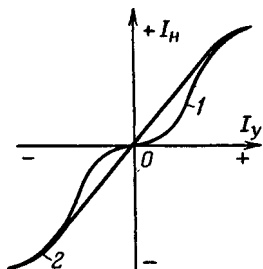


Рис. 14-18. Влияние величины смещения на начальный участок характеристики вход — выход. 1 — избыточное смещение; 2 — нормальное смещение.

быть использован для управления двухполюсной нагрузкой постоянного тока. При таком использовании этот магнитный усилитель представляет собой хороший двухтактный усилитель постоянного тока с двумя входными и двумя выходными зажимами, и его целесообразно применять в качестве предварительного усилителя. Наличие реверсивной постоянной составляющей в выходном напряжении усилителя используется также и при управлении двигателем переменного тока, где эта составляющая

может служить сигналом обратной связи постоянного тока, примерно пропорциональным напряжению на двигателе. Если такой сигнал подается на какую-либо входную обмотку через фильтр низкой частоты, то передаточная функция усилителя в целом будет иметь опережающий угол, что очень полезно для стабилизации позиционных следящих систем. Обычно приходится применять два или более каскадов усиления, так как для получения передаточной функции желаемой формы необходимо в цепи прямой связи иметь достаточно высокий коэффициент усиления [Л. 50].

14-6. ОДНОПОЛУПЕРИОДНАЯ СХЕМА С НАСЫЩЕНИЕМ ДРОССЕЛЕЙ В РАЗНЫЕ ПОЛУПЕРИОДЫ

Если выпрямители в рабочей цепи одного дросселя схемы, приведенной на рис. 14-13, включить в обратном направлении, то получится выходной каскад с совершенно иными характеристиками; дроссели насыщаются

в разные полупериоды. Взаимное влияние дросселей на величину угла насыщения здесь значительно меньше, чем в предыдущей схеме. Такая схема показана на рис. 14-19. Управление и смещение в ней осуществляются от источников постоянного тока; и в этой схеме ток смещения размагничивает оба дросселя, а цепи управления увеличивают угол насыщения одного дросселя и уменьшают — другого, нарушая этим равновесие мостовой схемы и давая полезный выход на нагрузку. Показанная на рис. 14-19 схема является так называемой мостовой схемой с двумя дросселями и четырьмя выпрямителями [Л. 51]. Такой усилитель можно выполнить в другом варианте — с питающим трансформатором со средней точкой и только двумя выпрямителями. Однако такая схема мало распространена, так как трансформатор питания имеет сравнительно большие размеры и вес.

На рис. 14-20 показаны кривые напряжений на отдельных участках схемы для типичной двигательной нагрузки, а на рис. 14-21 показаны частные циклы. Если ток управления равен нулю, то углы насыщения обоих дросселей устанавливаются с помощью тока смещения такими, чтобы углы проводимости их были одинаковыми. Дроссели полностью не размагничиваются, и в каждый рабочий полупериод в нагрузке протекает ток. Напряжение на нагрузке при этом представляет собой серию импульсов двойной частоты, содержащих постоянную составляющую. Каждый импульс является рабочим током одного из дросселей (насыщенного). Так как дроссели насыщаются каждый в свой полупериод, то в этом режиме главная составляющая напряжения на нагрузке — вторая гармоника.

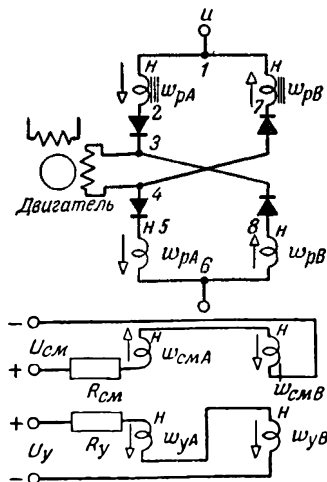


Рис. 14-19. Двухтактный мостовой однополупериодный усилитель.

Когда в одном дросселе рабочий полупериод, в другом — управляющий.

Величина углов проводимости дросселей устанавливается током смещения; тем самым устанавливается и величина постоянной составляющей напряжения на нагрузке. Так как нагрузка обладает индуктивностью, то в конце каждого рабочего полупериода в кривой напря-

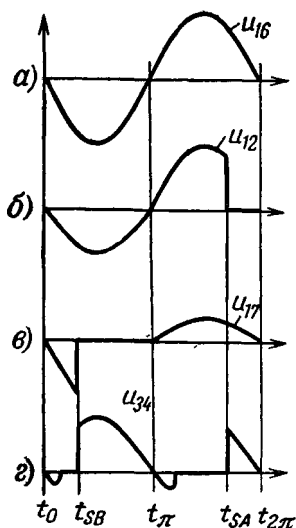


Рис. 14-20. Кривые напряжений на отдельных участках схемы, изображенной на рис. 14-19.

а — напряжение питания; б — напряжение на дросселе А; в — напряжение дросселя В; г — напряжение на нагрузке.

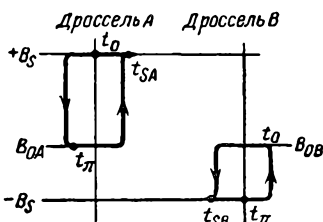


Рис. 14-21. Частные гистерезисные циклы для дросселей усилителя по рис. 14-19.

жения на нагрузке появляется выброс отрицательного знака.

Напряжение на нагрузке при нулевом сигнале не содержит основной гармоники и поэтому не создает вращающего момента на валу двигателя. Частные циклы обоих дросселей одинаковы. В управляющий полупериод индукция изменяется от индукции насыщения до начального значения B_0 , а в рабочий полупериод — в обратном направлении, к индукции насыщения.

Поскольку дроссели насыщаются и размагничиваются в разные полупериоды, их частные циклы как бы смещены друг относительно друга на 180° . Из-за того, что один дроссель насыщается, когда второй работает в режиме управления, и его рабочие выпрямители заперты, взаимное влияние (перекрестная модуляция) рабочих ветвей отсутствует, и оба дросселя работают почти независимо друг от друга. Взаимное влияние обусловлено только отрицательным индуктивным напряжением, возникающим в конце каждого интервала напряжения на нагрузке. «Вольт-секунды» этого напряжения складываются с «вольт-секун-

дами» напряжения питания, приходящимися на другой дроссель в интервале, предшествующем насыщению. В результате дроссель должен выдержать без насыщения напряжение, на 30—40% большее, чем напряжение питания.

Ток управления ускоряет процесс насыщения одного дросселя и замедляет — другого (рис. 14-20). Характерно, что в момент t_0 рабочий режим дросселя A уже закончился, но выпрямители еще проводят, пропуская индуктивный разрядный ток. Одновременно в момент t_0 закончилось управление (размагничивание) дросселя B и индукция в нем под влиянием напряжения питания и отрицательного индуктивного напряжения на другом дросселе начинает возрастать, приближаясь к насыщению. Бросок индуктивного тока в дросселе A продолжается только очень малый промежуток времени, а остальную часть полупериода управления индукция в дросселе A под влиянием намагничивающих сил цепей смещения и управления уменьшается в направлении к начальному значению B_0 . Однако в некоторый момент этого полупериода дроссель B насыщается и начинает проходить ток насыщения. В следующий полупериод действие схемы повторяется, но оба дросселя как бы меняются ролями.

Ток управления изменяет начальную индукцию в дросселях в разных направлениях: увеличивает одну и уменьшает другую в зависимости от его направления в обмотках управления. В результате этого изменяется угол проводимости в каждый полупериод напряжения на нагрузке — один увеличивается, другой уменьшается. На рис. 14-22 показаны кривые напряжения на нагрузке при различных токах управления. В режиме максимального выхода один из дросселей как бы полностью отключен от нагрузки, а второй проводит в течение 180° ; напряжение на нагрузке имеет вид однополупериодного выпрямленного напряжения, как и в предыдущей схеме. При нулевом сигнале углы проводимости дросселей равны и напряжение на нагрузке не содержит основной гармоники. По мере того как углы проводимостей делаются разными, в напряжении на нагрузке появляется основная гармоника, создающая вращающий момент на двигателе. Основная гармоника достигает максимума в режиме максимального выхода.

Двигатель, селективно отбирающий из сложной кривой напряжения основную гармонику, создающую вращающий момент, работает аналогично фазовому детектору.

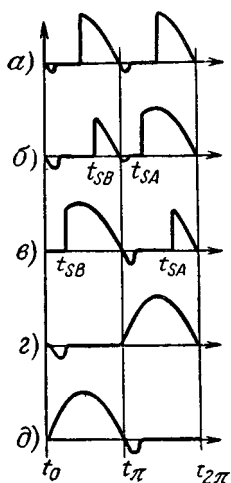


Рис. 14-22. Кривые напряжения на нагрузке при разных токах управления.

а — при нулевом сигнале $\theta_{прА} = \theta_{прВ} = 90^\circ$; б — в режиме частичного выхода $\theta_{прА} > \theta_{прВ}$; в — в режиме частичного выхода $\theta_{прА} < \theta_{прВ}$; г — в режиме максимального выхода, дроссель А полностью насыщен, через дроссель В проходит минимальный ток; д — режим максимального выхода, дроссель В полностью насыщен, через дроссель А проходит минимальный ток.

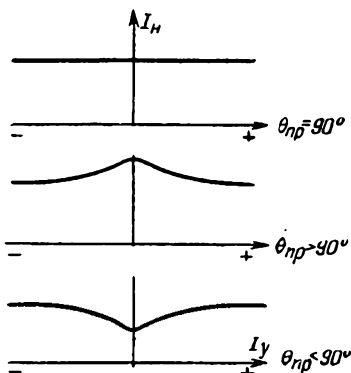


Рис. 14-23. Зависимость постоянной составляющей тока нагрузки от тока управления при различных начальных смещениях.

Изменение фазы основной гармоники, необходимое для перемены вращения двигателя, достигается тем, что условия для наличия интервала проводимости обеспечиваются в другом полупериоде; при этом фаза выходного напряжения сдвигается на 180° .

Полярность постоянной составляющей никогда не изменяется. Постоянный ток, протекающий в обмотке управления двигателя, уменьшает его максимальную скорость вращения и увеличивает потери в двигателе. Поскольку постоянный ток, протекающий и при неподвижном двигателе, действует подобно вязкому трению, то его

наличие способствует стабилизации servосистемы. Если смещение таково, что при нулевом входном сигнале оба дросселя имеют угол насыщения (или угол проводимости), равный 90° , то при этом величина постоянного тока не изменяется в зависимости от величины вы-

хода. Если угол проводимости при нулевом входном сигнале меньше (больше) 90° , то постоянный — демпфирующий ток увеличивается (уменьшается) с увеличением выхода — рис. 14-23.

Характер изменения постоянной составляющей тока на выходе усилителя имеет большое значение при использовании этой составляющей для целей демпфирования позиционной следящей системы.

В режиме максимального выхода основная составляющая напряжения на нагрузке совпадает по фазе с напряжением питания. Поэтому для получения сдвига по фазе в 90° обмотка возбуждения двигателя питается через фазосдвигающие конденсаторы. Режим работы цепи управления определяет временную задержку усилителя. Два дросселя никогда не насыщаются и ток управления никогда не протекает через обмотки насыщенных дросселей.

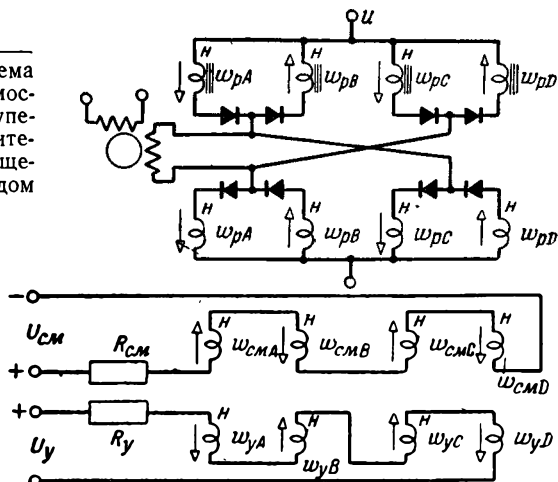
Описанная схема усилителя особенно эффективна для управления небольшими двигателями, работающими на частоте 400 гц. Хотя в собственно усилителе потери всегда малы, наличие проводимости дросселей при нулевом сигнале на выходе является причиной потерь мощности на нагрев обмоток двигателя, когда он не работает. Однако эта мощность не является полностью потерянной, так как в силу тормозящего действия постоянного тока в управляющей обмотке двигателя она выполняет очень полезную функцию стабилизации системы. Для двигателей большей мощности это увеличение потерь может в значительной мере определять нагрев двигателя и привести к снижению его номинальной мощности. Последнее может послужить препятствием применению данной схемы. На частоте 60 гц такой усилитель может быть использован и для управления двигателями очень малой мощности, однако колебания вала с двойной частотой, вызванные взаимодействием постоянных и переменных полей в машине, могут нарушить точность работы двигателя при нуле. Амплитуда этих колебаний зависит от инерции ротора и частоты колебаний. В устройствах, работающих на частоте 400 гц, амплитуда колебаний достаточно мала. Здесь эти колебания могут быть использованы для устранения возможных механических заеданий в системе и уменьшения статической ошибки.

14-7. ДВУХПОЛУПЕРИОДНАЯ СХЕМА ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫМ ДВИГАТЕЛЕМ

Двигатели большой мощности представляют собой хорошо рассчитанные машины, для которых найдено компромиссное решение между максимальной мощностью на валу и нагревом двигателя. Такие двигатели в режиме максимального выхода должны питаться от синусоидального напряжения, иначе они должны работать с мощностью значительно ниже номинальной. Однополупериодные усилители очень удобны для управления двигателями мощностью не более нескольких ватт. При больших мощностях необходимо применять двухполупериодную схему.

Показанные на рис. 7-14 и 7-15 насыщающиеся трансформаторы имеют двухполупериодный реверсив-

Рис. 14-24. Схема двухтактного, мостового двухполупериодного усилителя с самонасыщением, с выходом переменного тока.



ный выход переменного тока; они могут быть использованы для управления двигателем в тех случаях, когда не требуется очень высокого коэффициента усиления и быстродействия. Лучшими характеристиками обладает двухполупериодный усилитель с самонасыщением, состоящий из двух однотактных усилителей (рис. 13-16), каждый из которых питает двигатель только в одном направлении. Мостовой вариант такого выходного каскада показан на рис. 14-24 [Л. 52 и 53]. Он состоит из четырех

дросселей и восьми выпрямителей, причем два дросселя и четыре выпрямителя образуют один одноконтурный усилитель (плечо). Работа схемы состоит в следующем:

1. Дроссели *A* и *B* образуют одну пару, дроссели *C* и *D* — другую. В режиме максимального выхода одна пара полностью насыщена, другая полностью размагничена и как бы отключена. В этом случае схема сводится к схеме, приведенной на рис. 13-16; выходное напряжение имеет синусоидальную форму и находится в фазе с напряжением питания.

2. Когда управляющий ток изменяет направление, то насыщается другая пара дросселей, а первая — отключается. Напряжение питания оказывается опять приложенным к нагрузке, но с противоположной полярностью, так как нагрузка включена в диагональ мостовой схемы.

3. Ток смещения один и тот же для всех четырех дросселей, и при нулевом управляющем сигнале почти размагничивает дроссели.

4. Ток управления действует на обе пары дросселей по-разному, противодействуя намагничивающей силе смещения в одной паре дросселей и складываясь с ней в другой. Протекание тока управления нарушает равновесие моста, углы проводимости одной пары дросселей увеличиваются, а другой уменьшаются.

5. Для целей анализа схему можно рассматривать состоящей из однополупериодных двухтактных каскадов, описанных в предыдущих разделах. Так, дроссели *A* и *C* образуют двухтактную пару и насыщаются в один и тот же полупериод. Один из этих дросселей всегда дает напряжение на нагрузку в положительный полупериод. Дроссели *B* и *D* образуют аналогичную пару, действующую в отрицательный полупериод. Таким образом, в режиме максимального выхода напряжение на нагрузке имеет форму полной синусоиды. В этой схеме, как и в однополупериодной, имеет место взаимное влияние дросселей на угол насыщения. Поскольку рабочий режим возникает в каждый полупериод, к концу каждого полупериода дроссели оказываются насыщенными, и это вызывает протекание обычных токов короткого замыкания.

При нуле входного сигнала угол проводимости, устанавливаемый током смещения, следует делать небольшим, чтобы ограничить потери мощности от токов короткого замыкания. Угол насыщения можно устанавливать

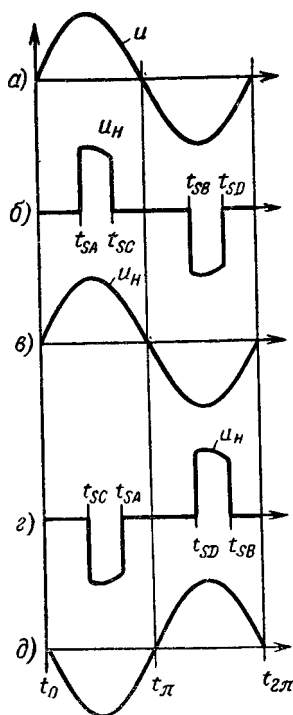


Рис. 14-25. Кривые напряжения питания (а) и напряжения на нагрузке (б — д) в усилителе по рис. 14-24; б—режим частичного выхода, дроссели А и В насыщаются раньше, чем дроссели С и D; в—режим максимального выхода, дроссели А и В полностью насыщены, в дросселях С и D минимальный ток; г—режим частичного выхода, дроссели С и D насыщаются раньше, чем дроссели А и В; д—режим максимального выхода, дроссели С и D полностью насыщены, в дросселях А и В минимальный ток.

равным 135° . В положительный полупериод дроссели А и С насыщаются, и ток короткого замыкания протекает от источника питания через рабочие обмотки этих дросселей, минуя нагрузку. В следующий полупериод дроссели А и С запираются своими выпрямителями, а дроссели В и D насыщаются при том же значении угла насыщения. Таким образом, импульс тока короткого замыкания имеет место в конце каждого полупериода и его величина ограничивается только величиной сопротивлений цепи выпрямитель — насыщенный дроссель и не зависит от сопротивления нагрузки. Этот ток определяет потери мощности при нулевом входном сигнале, которые должны быть такими, чтобы повышение температуры элементов рабочей цепи не превосходило допустимого предела. В режиме максимального выхода схема обладает высоким к. п. д., так как взаимное влияние дросселей отсутствует, поскольку одна пара дросселей как бы отключена.

Типичные кривые напряжений на отдельных участках схемы показаны на рис. 14-25. В режиме частичного выхода ток управления насыщает пару А—В дросселей быстрее, причем дроссель А насыщается в момент t_{SA} . Как и в однополупериодной схеме, начиная с момента t_{SA} , все напряжение питания приложено к рабочей обмотке дросселя С, и в результате он насыщается

вскоре после насыщения дросселя A , в момент t_{sc} . Ток в нагрузке протекает только в интервале $t_{sa}-t_{sc}$. После того как дроссель C насыщается, оба дросселя будут проводить до конца полупериода, и в схеме будет протекать, минуя нагрузку, только ток короткого замыкания.

В отрицательный полупериод процессы в схеме повторяются. Теперь вначале насыщается дроссель B в момент t_{sb} , а затем под влиянием дросселя B вскоре за ним в момент t_{sd} насыщается дроссель D . Ток нагрузки протекает только в интервале между этими моментами насыщения. Поскольку в каждый полупериод ток в нагрузке протекает в течение одного и того же промежутка времени, постоянная составляющая отсутствует. Снова оба дросселя B и D остаются насыщенными до конца полупериода, и протекает импульс тока короткого замыкания. Ток, потребляемый усилителем от источника питания, колеблется в обычных для подобных схем пределах: между значениями тока в нагрузке и тока короткого замыкания.

Как и для однополупериодных схем, обмотка возбуждения двигателя должна питаться от отдельного источника, обеспечивающего сдвиг по фазе на 90° , или от того же источника питания через фазосдвигающий конденсатор. В режиме максимального выхода падение напряжения в насыщенных дросселях очень мало и практически равно падению напряжения только на их активных сопротивлениях. Поэтому по существу все напряжение ложится на нагрузку без всякого сдвига по фазе. Уменьшение продолжительности переходного процесса ограничено взаимным влиянием между дросселями, в частности эффектом перекрестной связи, описанным в § 13-7 для однотактного двухполупериодного усилителя с выходом переменного тока. Величину потерь при нулевом входном сигнале можно изменять с помощью тока смещения; обычно устанавливают углы проводимости равными примерно 40° . При меньших значениях угла проводимости в характеристике вход—выход может появиться зона нечувствительности, которая может привести к возникновению колебаний в сервосистеме. Дроссели и вентили должны быть выбраны, исходя из потерь мощности не только в режиме максимального выхода, но также и при нуле входного сигнала.

Несмотря на взаимное влияние дросселей на процессы насыщения, описанный магнитный усилитель имеет преимущества перед ламповыми усилителями в размерах, весе и к. п. д. Он не требует времени для предварительного прогрева. Недостатком является наличие потерь при нулевом сигнале. Однако эти потери сосредоточены в таких элементах схемы, как дроссели и выпрямители, которые могут быть рассчитаны на большой срок службы при условии, что повышение температуры в них не будет превышать определенных пределов. Такие магнитные усилители с успехом применяются для управления двигателями с мощностью на валу в пределах от нескольких ватт до киловатта. При меньших значениях мощности применяются однополупериодные усилители главным образом из-за их простоты.

ГЛАВА ПЯТНАДЦАТАЯ

КОМБИНИРОВАННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

15-1. МНОГОКАСКАДНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Мощность нагрузки определяет выходную мощность усилителя, а величина максимально возможной мощности источника управляющего сигнала определяет входную мощность усилителя. Отношение этих двух мощностей представляет собой коэффициент усиления по мощности, требующийся от усилителя. Для большинства систем автоматического регулирования необходимы столь высокие коэффициенты усиления, что их невозможно получить при одном усилительном каскаде. Это объясняется тем, что большинство датчиков управляющего сигнала, к которым относятся трансформаторы, потенциометры, тахометры, решающие устройства, фотоэлементы и т. д. теряют свою точность при перегрузке. Мощность, которую можно получить от таких датчиков, имеет порядок милливатт или микроватт и обычно для связи таких датчиков и нагрузки применяют многокаскадный усилитель.

Иногда требуемая величина коэффициента усиления больше той, которая определяется условиями вход—выход. Так, введение обратной связи для получения требуемого вида передаточной функции или для стабилизации коэффициента усиления приводит к необходимо-

сти иметь более высокий коэффициент усиления собственно усилителя и, следовательно, большее число последовательных каскадов усиления. Во всех этих случаях для получения оптимальных характеристик всей системы в целом следует выбрать наиболее целесообразный тип усилителя для каждого отдельного каскада.

Точность передачи сигнала имеет первостепенное значение при расчете систем автоматического регулирования и усилитель, являющийся звеном такой системы, не должен вносить своей собственной ошибки.

Существует много критериев для оценки характеристик усилителя, но самым важным из них является величина отношения сигнал — шум или в более общем случае отношение

$$D = \frac{P_0}{\Delta P_{\text{ш}}}, \quad (15-1)$$

где P_0 — максимальная мощность выхода; $\Delta P_{\text{ш}}$ — приращение мощности выхода усилителя при коротком замыкании на его выходе; это приращение вызвано особенностями собственно усилителя. Коэффициент D имеет более важное значение, чем коэффициент усиления как таковой, так как первый устанавливает предел практически максимально возможного коэффициента усиления усилителя.

Электроника дает много примеров, показывающих важность коэффициента D . Допустим, например, что какая-нибудь электронная лампа рассматривается с точки зрения применения ее в качестве усилителя напряжения. Пусть величина шума, отнесенная к сетке, равна 10 мкв (действующее значение). Теоретически для получения очень высокого коэффициента усиления возможно каскадное соединение большого числа таких ламп. Однако шумы на входе такого усилителя ставят предел для практически возможного усиления по напряжению. Если точность системы регулирования должна быть равна 1% , то отношение «минимальный сигнал на входе — шум» должно составлять $100/1$. Очевидно при этом минимальный сигнал равен 1 мв . Эта величина вместе с величиной требуемого выходного напряжения определяет практически возможное число каскадов. Получить более высокий коэффициент усиления можно, только применив лампу с меньшим уровнем шума.

Эти особые требования к входному каскаду оказались в числе тех факторов, которые при проектировании усилителя на электронных лампах определяют выбор оптимального типа лампы для каждого отдельного каскада. По тем же самым соображениям имеется предел и для числа каскадов магнитного усилителя. Часто усилитель с наилучшими характеристиками удастся получить лишь при сочетании усилителей различных типов. Примером такого комбинированного усилителя может служить усилитель, состоящий из магнитного выходного каскада, управляемого входным каскадом на транзисторах или электронных лампах.

15-2. ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЙ МАГНИТНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Большинство рассмотренных выше магнитных усилителей может быть применено в качестве предварительных усилителей. Типичными одноктактными магнитными усилителями постоянного тока являются однополупериодные усилители по рис. 12-6 и 12-8, а также двухполупериодный по рис. 12-12. Однополупериодный двухтактный усилитель для управления двигателем по рис. 14-13 является также двухтактным усилителем постоянного тока и обычно используется как предварительный усилитель постоянного тока.

Предварительный магнитный усилитель осуществляет связь между маломощным источником сигнала и цепью управления последующего, более мощного магнитного усилителя. Определяющими факторами здесь являются усиление по мощности, быстрейшее действие, значения входной мощности и коэффициента D [уравнение (15-1)].

В предварительном магнитном усилителе коэффициент D представляет собой отношение мощности выхода к эквивалентной мощности дрейфа, которое определяет также стабильность нуля усилителя. Таким образом, коэффициент D является одним из самых важных факторов, влияющих на расчет предварительного магнитного усилителя. Это объясняется тем, что все магнитные усилители с самонасыщением состоят из одной или нескольких простейших однополупериодных секций, характеристика вход—выход которых изменяется с изменением напряжения питания, частоты, температуры и срока службы. Особенно важное значение этот коэффициент имеет для магнитных усилителей, стабильность

нуля которых зависит от согласования двух или большего числа магнитных секций.

На рис. 15-1 показана структурная схема двухкаскадного магнитного усилителя с выходной мощностью P_{20} . Мощность управления, необходимая для полной раскачки второго каскада, $P_{2у}$; максимальная выходная мощность предварительного усилителя P_{10} ; мощность управления предварительного усилителя $P_{1у}$; k_{p1} и k_{p2} —коэффициенты усиления по мощности отдельных каскадов. Полагая, что характеристики вход—выход линейны, получаем:

$$P_{20} = k_{p2} P_{2у}; \quad (15-2)$$

$$P_{10} = k_{p1} P_{1у}. \quad (15-3)$$

Следует отметить, что величина $P_{2у}$ необязательно должна быть максимальной мощностью выхода предварительного усилителя. В идеальном случае выходной каскад должен насыщаться немного раньше, чем предварительный усилитель, при этом мощность P_{10} должна быть немного больше мощности $P_{2у}$. В этом случае почти вся мощность выхода предварительного усилителя

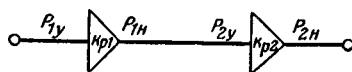


Рис. 15-1. Структурная схема двухкаскадного усилителя.

идет на управление вторым каскадом, и величина отношения мощности выхода к мощности дрейфа является оптимальной. Однако, если только часть мощности выхода предварительного усилителя приводит к насыщению второго каскада, то коэффициент D уменьшается. Это объясняется тем, что при неизменной мощности дрейфа приращение полезной мощности уменьшается.

При проектировании усилителей следует всегда стремиться к наибольшему значению коэффициента D . Поэтому предварительный усилитель должен иметь выходную мощность, немного большую, чем требуется для насыщения выходного каскада.

Каждый предварительный магнитный усилитель для работы на полную мощность требует определенную

входную мощность и имеет эквивалентный дрейф на входе, в D раз меньший этой входной мощности. Такую мощность должен отдать источник управляющего сигнала в режиме максимального выхода; величина ее зависит от намагничивающего тока дросселя и от управляющего напряжения, соответствующего насыщению.

Если источник управляющего сигнала может отдать меньшую мощность, то от усилителя потребуется большее усиление в соответствии с меньшей выходной мощностью предварительного усилителя. Поскольку дрейф составляет определенный процент от максимального выхода, то для сохранения той же величины отношения выхода к дрейфу необходимо применить другой — с большей чувствительностью предварительный усилитель. Так, должна быть уменьшена мощность цепи управления для максимального выхода предварительного усилителя. Так как управляющее напряжение U_m , соответствующее насыщению, пропорционально

$$\omega S f B_m, \quad (15-4)$$

а намагничивающий ток

$$I_m \approx \frac{H_c l}{\omega}, \quad (15-5)$$

то полная мощность управления $U_m I_m$ (в вольт-амперах) пропорциональна

$$H_c S l f B_m. \quad (15-6)$$

Из последнего уравнения видно, какие величины следует уменьшать, если предварительный усилитель должен реагировать на меньшие уровни входного сигнала. Значение коэрцитивной силы H_c может быть уменьшено только за счет применения более мягких магнитных материалов для сердечника. Поэтому сердечники чувствительных предварительных магнитных усилителей обычно изготавливаются из мо-пермаллоя, сплава H_u — Mu и др. Уменьшение площади поперечного сечения S и средней длины сердечника l означает уменьшение размеров и веса сердечника, что не всегда возможно.

Практикой установлены пределы рационального уменьшения размеров сердечника. Ленточные сердечники из большинства магнитных материалов лишь тогда будут обладать высокими магнитными характеристиками, свойственными данному материалу, когда витой

сердечник имеет не менее, чем 10 витков ленты. Кроме того, обмотки небольших сердечников должны наматываться очень тонкой проволокой, так как площадь обмоточного окна невелика. Изготовление тороидальных сердечников с внешним диаметром меньше 13 мм затруднительно, а надежность и срок службы обмотки снижаются при диаметрах обмоточного провода, меньших, чем 0,07 мм. Эти чисто практические соображения определяют величину мощности входного сигнала для получения максимальной выходной мощности даже в самых лучших случаях в несколько милливатт или выше.

Если источник сигнала может обеспечить величину управляющей мощности, то можно создать многокаскадный магнитный усилитель с высоким к. п. д. и удовлетворительной устойчивостью. Такой усилитель по своим характеристикам будет немногим отличаться от упомянутого выше идеализированного усилителя.

Отношение мощности выхода к мощности дрейфа для усилителя в целом будет велико, так как предварительный усилитель будет работать на всем диапазоне своей характеристики вход—выход. Однако, если источник сигнала отдает меньшую мощность, чем требуется для получения максимальной мощности на выходе предварительного усилителя, то предварительный усилитель должен будет работать только в ограниченной части своей рабочей характеристики. Поскольку эквивалентная мощность дрейфа на входе остается неизменной, то отношение мощности выхода к мощности дрейфа уменьшается и стабильность нуля многокаскадного усилителя ухудшается.

Таким образом, предварительный магнитный усилитель характеризуется не коэффициентом усиления, а величиной требуемой входной мощности и эквивалентной мощностью дрейфа на входе. Было разработано много схем для улучшения стабильности нуля маломощного магнитного усилителя с самонасыщением. Однако пределы возможной чувствительности ограничиваются размерами дросселей. Это обстоятельство и вызвало появление комбинированного усилителя.

15-3. КОМБИНИРОВАННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Появление комбинированных усилителей [Л. 54] было вызвано стремлением устранить некоторые недостат-

ки, которые имелись даже у самых лучших многокаскадных магнитных усилителей. Много труда было затрачено на усовершенствование магнитных усилителей в отношении коэффициентов усиления отдельных каскадов, быстродействия, уменьшения дрейфа нуля, стабильности при изменении напряжения питания, мощности и условий окружающей среды, а также уменьшения размеров. Несмотря на это, два близко связанных друг с другом фактора — стабильность нуля и ограниченная чувствительность — препятствовали применению магнитных усилителей в тех системах, где требуются усиление и стабильность нуля, возможные только при применении электронных ламп. Рациональное компромиссное решение достигается с помощью комбинированного усилителя, состоящего из магнитного усилителя в качестве выходного каскада и линейного предварительного усилителя (лампового или транзисторного). Магнитный усилитель может обеспечить большую выходную мощность при высоких к. п. д. и надежности, предварительный усилитель усиливает входной сигнал и управляет магнитным каскадом.

В этом случае большая мощность на выходе магнитного усилителя сочетается с высоким коэффициентом усиления и малым внутренним шумом или дрейфом усилителя на электронных лампах или транзисторах.

Такой комбинированный усилитель может быть спроектирован на большие значения коэффициента усиления и входного сопротивления линейного усилителя при том, что выходной каскад управляет нагрузкой при высоком к. п. д., потребляя мощность только от источника питания переменного тока. Он позволяет получить передаточную функцию требуемого вида и внести некоторые усложнения в схему, необходимые для усилителей, работающих в системах автоматического регулирования. При этом в усилителе не будет больших тепловых потерь, присущих выходным каскадам усилителей мощности на электронных лампах или транзисторах. Ряд систем регулирования нуждается в универсальных, гибких элементах, подобных линейным усилителям. Комбинированный усилитель отвечает этим требованиям, придает системе регулирования существенные преимущества магнитного усилителя и не исключает применения ранее разработанных суммирующих

устройств, методов демпфирования и цифровых элементов. Характеристики такого усилителя намного превосходят характеристики усилителей, состоящих из однородных каскадов.

Усовершенствование магнитных усилителей в большой степени стимулировалось потребностью в усилителях с повышенной надежностью для систем автоматического регулирования. Для того чтобы комбинированные усилители смогли, вообще говоря, целиком заменить магнитный усилитель, они, кроме перечисленных достоинств, должны еще обладать большим сроком службы и достаточной надежностью. В большинстве случаев транзисторно-магнитный усилитель оказался таким же и даже более надежным, чем многокаскадный магнитный усилитель. Применение высококачественного транзистора, работающего с малыми коллекторными потерями и незначительным перегревом, не снижает срока службы усилителя в целом и одновременно устраняет недостатки в отношении коэффициента усиления и дрейфа, свойственные многокаскадным магнитным усилителям. В некоторых системах, требующих очень высокой чувствительности и усиления, применяется второй вариант комбинированного усилителя, в котором в качестве предварительного усилителя применяется электронная лампа высшего класса, работающая на выходной магнитный каскад. Здесь лампа работает как усилитель напряжения с малым рассеянием на аноде и малой максимальной температурой колбы. Если в качестве такой лампы взять лампу высшего класса со сроком службы 5 000—10 000 ч и если количество таких ламп в усилителе будет не очень велико, то надежность такого магнитно-лампового усилителя в целом будет по-прежнему очень высокой.

Электронная лампа и транзистор выполняют две особые функции в комбинированном усилителе. Первая — повышение уровня входного напряжения. Для этой цели непосредственно применяются обычные линейные усилители. Из них следует упомянуть ламповые усилители на сопротивлении или с трансформаторной связью и транзисторные усилители с общей базой или общим эмиттером. Вторая функция заключается в питании цепи управления магнитного каскада. При этом схема каскада на лампах или транзисторах может зна-

чительно отличаться от схемы обычного линейного каскада, так как она определяется способом управления, выбранным для магнитного каскада.

На рис. 12-8 показан транзисторно-магнитный усилитель с однополупериодным выходом постоянного тока.

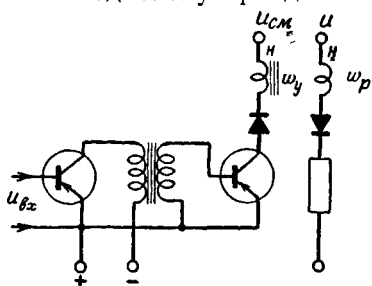


Рис. 15-2. Комбинированный транзисторно-магнитный усилитель. Вход переменного тока; выход постоянного тока.

Управление магнитной частью схемы производится с помощью одного транзистора. Входной сигнал на базе транзистора может быть, постоянного или переменного тока. Усиление сигналов переменного тока имеет существенное преимущество, поскольку усиление их свободно от дрейфа независимо от числа каскадов. На рис.

15-2 показана та же самая схема, что и на рис. 12-8, но с дополнительным транзисторным каскадом. Ее коэффициент усиления по мощности в тысячу раз больше, причем отношение сигнал — шум или отношение выход — дрейф не уменьшилось с увеличением усиления. Эти два транзисторных каскада могут дать коэффициент усиления по мощности от 10^5 до 10^6 . Размеры таких транзисторов очень малы по сравнению с возможными размерами соответствующих магнитных усилителей, это еще раз указывает на то, что меньшие габариты являются отличительной особенностью комбинированного усилителя.

Схемы, изображенные на рис. 12-8 и 15-2, могут быть выполнены и на электронных лампах, с сохранением метода управления магнитной частью. С помощью других ламповых или транзисторных схем можно управлять магнитным каскадом по методу управления от источника постоянного тока.

На рис. 15-3 и 15-4 показаны двухтактные, двухкаскадные усилители с первым каскадом на электронных лампах и транзисторах соответственно. Первые каскады питают дифференциально постоянным током управляющие обмотки двухтактного магнитного каскада.

В усилителях другого типа лампы или транзисторы могут быть применены лишь в качестве предварительного линейного усилителя, работающего на фазочувствитель-

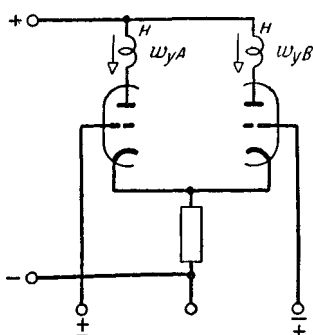
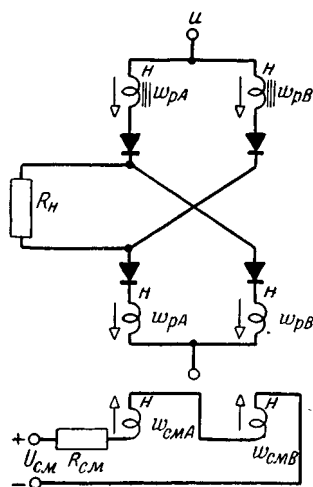


Рис. 15-3. Комбинированный двухкаскадный усилитель. Первый каскад выполнен на электронных лампах.

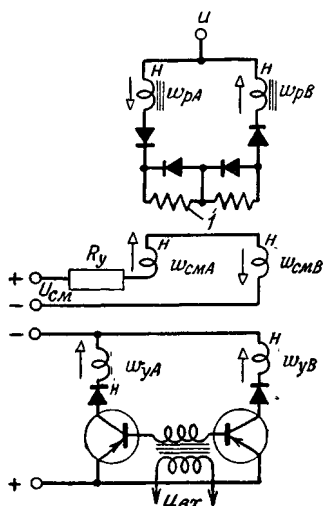


Рис. 15-4. Комбинированный двухтактный двухкаскадный усилитель. Первый каскад выполнен на транзисторах. Такой усилитель может быть применен для привода электрогидравлического клапана.

I — нагрузка.

ный детектор. Реверсивный постоянный ток на выходе детектора управляет магнитным каскадом. Структурная схема такого усилителя показана на рис. 15-5.

Описанные выше комбинированные усилители обладают рядом общих важных характеристик:

1. В комбинированных усилителях отсутствуют выпрямители на большие токи, которые требуются для питания выходных каскадов ламповых и транзисторных усилителей.

2. Отсутствуют большие потери мощности, имеющие место в анодных и коллекторных цепях ламповых и транзисторных усилителей мощности. Это увеличивает надежность усилителя, так как ни один элемент схемы не работает при высокой внутренней температуре.

3. Размеры и вес комбинированного усилителя обычно меньше, чем усилителя, составленного из однородных

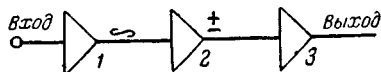


Рис. 15-5. Комбинированный усилитель, состоящий из предварительного линейного усилителя (1) лампового или транзисторного, питающего фазочувствительный детектор (2), и выходного магнитного каскада (3).

каскадов, целиком магнитных или ламповых.

4. Отсутствует дрейф нуля, который обычно имеет место в многокаскадных усилителях при изменении напряжения питания, температуры и старении элементов усилителя.

5. Время реакции определяется только выходным магнитным каскадом. Постоянная времени много меньше постоянной времени многокаскадного магнитного усилителя.

Перечисленные особенности свойственны только комбинированному усилителю. Они обеспечивают ему характеристики, которые невозможно получить, применяя однородную усилительную технику. Хотя комбинированные усилители появились в ходе борьбы с недостатками многокаскадных магнитных усилителей, их исключительные характеристики обеспечили им право на самостоятельное существование и сделали их весьма ценным элементом систем автоматик.

15-4. ТИПИЧНЫЕ КОМБИНИРОВАННЫЕ УСИЛИТЕЛИ ДЛЯ ДВИГАТЕЛЕЙ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

На рис. 15-6 показан комбинированный магнитно-ламповый усилитель для управления двигателем переменного тока частоты 60 гц с мощностью на валу 50 вт от датчика переменного тока. Упрощенная схема этого усилителя приведена на рис. 15-7. Магнитный каскад выполнен по известной (см. § 14-7) схеме двухтактного двухполупериодного магнитного усилителя с самонасыщением и выходом переменного тока. Управление магнитным каскадом осуществляется постоянным током от малогабаритного двойного триода. Режим при нулевом

входном сигнале определяется анодным током триода и противоположно ему действующим током смещения. На сетки триода подается реверсивное напряжение постоянного тока от фазового детектора. Вторая лампа усиливает сигнал ошибки до уровня, достаточного для нормальной работы фазового детектора. Сигнал ошибки вырабатывается в суммирующей схеме в цепи сетки пер-

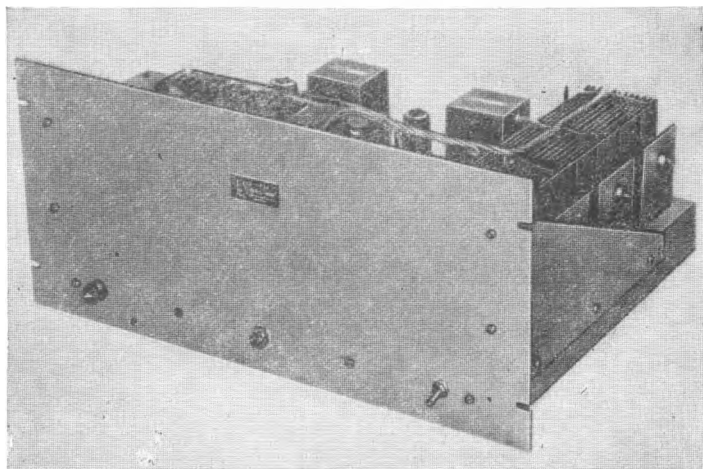


Рис. 15-6. Комбинированный магнитно-ламповый усилитель для управления двигателем переменного тока частоты 60 гц, с мощностью на валу 50 вт.

вого усилителя, где происходит сравнение сигнала команды и напряжения позиционной обратной связи. Для стабилизации замкнутой системы регулирования применяется тахомашина переменного тока; ее напряжение складывается с остальными напряжениями в суммирующей схеме.

Усилитель насыщается при 100 мв на входном сопротивлении 1 Мом. При полном выходе он дает в управляющую обмотку двигателя мощность около 120 вт. Мощность на входе равна 10^{-8} вт, а общий коэффициент усиления по мощности более 10^{10} . Интересно отметить, что дрейф нуля имеет место только в выходном каскаде, так как ламповая часть при правильно выбранных режимах не дрейфует. Время реакции целиком опреде-

ляется магнитным каскадом и равно нескольким периодам частоты питания. Мощность на нагрузку поступает непосредственно от источника питания (сети), через мостовую схему магнитного каскада. Для питания ламповой части требуется несколько миллиампер выпрямленного тока для смещения, который вместе с напряжением

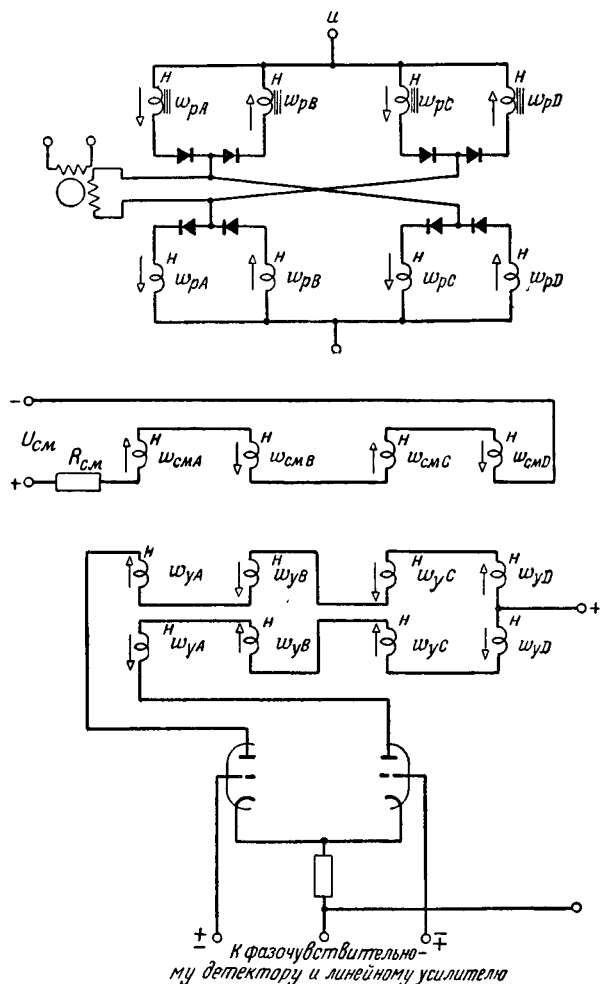


Рис. 15-7. Упрощенная схема усилителя, показанного на рис. 15-6,

накала подается от небольшого трансформатора и двух селеновых выпрямителей.

Входная часть схемы отличается достаточной гибкостью и может быть приспособлена для работы с другими датчиками. Так, если усилитель должен усиливать

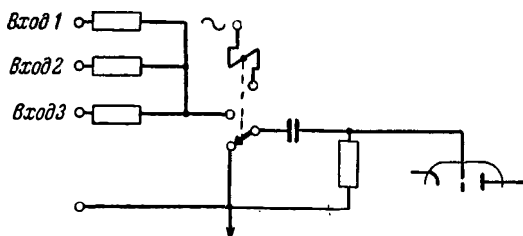


Рис. 15-8. Входной каскад магнитно-лампового усилителя с входными сигналами постоянного тока. Выход этого каскада поступает на цепочку: линейный усилитель, фазочувствительный детектор и выходной магнитный каскад.

сигналы датчика постоянного тока, то перед первой лампой можно поставить контактный модулятор, который преобразует напряжение ошибки постоянного тока в соответствующий сигнал переменного тока (рис. 15-8). Этот пример иллюстрирует универсальность лампового усилителя, что и послужило одной из причин включения его в комбинированный усилитель.

15-5. ТРАНЗИСТОРНО-МАГНИТНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ ДЛЯ ДВИГАТЕЛЯ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

На рис. 15-9 показан транзисторно-магнитный усилитель для управления двигателем с расщепленной последовательной обмоткой возбуждения от двухскоростного сельсинного датчика, работающего на частоте 60 гц. Мощность к двигателю поступает от однополупериодного двухтактного магнитного каскада, который в свою очередь управляется от транзисторного каскада. Второй транзистор в переключающей цепи включает грубый сельсин, когда ошибка от точного превзойдет заданную величину. Усилитель представляет собой компактный прибор со встроенным в него собственным низковольтным источником питания цепи смещения коллектора (рис. 15-10).

Управляющий транзистор находится в цепи фазового детектора, который управляет каждым плечом магнитного усилителя. Процесс управления протекает так же, как при управлении переменным током. Напряжение от

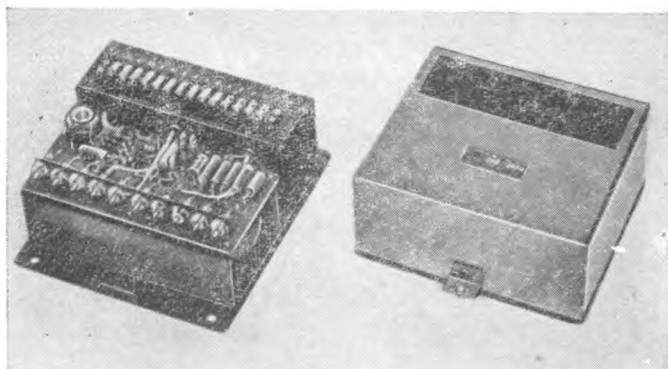


Рис. 15-9. Комбинированный транзисторно-магнитный усилитель для управления двигателем с расщепленной последовательной обмоткой возбуждения от двухскоростного сельсинного датчика.

сельсина подается на базу транзистора, и в зависимости от фазы этого сигнала в интервал управления добавляются «вольт-секунды» к тому или другому дросселю и

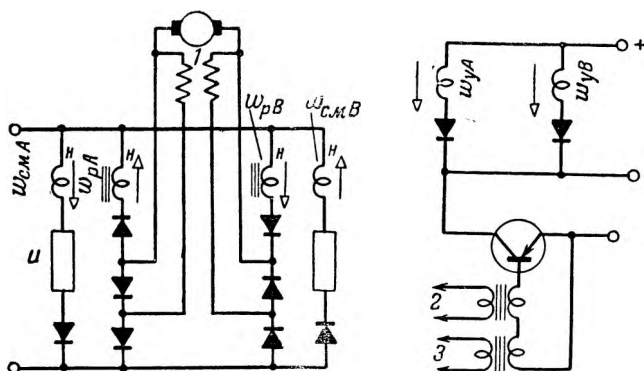


Рис. 15-10. Принципиальная схема усилителя, изображенного на рис. 15-9.

1 — двигатель; 2 — к переключателю сельсинов; 3 — к тахомашине переменного тока.

этим изменяются величина и полярность выходного напряжения. От такого усилителя требуется относительно низкий коэффициент усиления, так как точный сельсин-сцеплен с двигателем через небольшую передачу. Однако, если бы потребовался более высокий коэффициент усиления (например, при односкоростном сельсинном датчике), то перед магнитным каскадом пришлось бы включить дополнительный транзистор, увеличивающий коэффициент усиления в 1 000 раз. Система стабилизируется тахогенератором переменного тока, связанным с двигателем и нагрузкой. Сигнал тахогенератора, пропорциональный скорости двигателя, суммируется с напряжением сельсина.

Такой блок усилитель — двигатель имеет исключительно небольшой вес и размеры. Двигатель имеет к. п. д. около 70%, что в 2—3 раза превышает к. п. д. лучших двигателей переменного тока. Комбинированный усилитель тоже имеет высокий к. п. д. и, кроме того, очень небольшое влияние дросселей друг на друга и малые потери при отсутствии входного сигнала. При нулевом входе усилитель потребляет небольшой ток, который возрастает пропорционально с увеличением выхода. Мощность на валу двигателя равна 30 вт. Размеры усилителя $8,25 \times 19,0 \times 17,8$ см, вес — 1,6 кг.

15-6. ТРАНЗИСТОРНО-МАГНИТНЫЙ РЕЛЕЙНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Часто для сложных систем требуются электрические чувствительные элементы, связанные с реле, срабатывающим, когда какая-то величина превысит пороговое значение. Для этих целей целесообразно применять комбинированные усилители, так как они могут быть изготовлены в герметическом исполнении, с хорошей надежностью, высоким коэффициентом усиления и могут питаться непосредственно от сети переменного тока. Реле может возбуждаться непосредственно от однополупериодного магнитного каскада с одним или несколькими транзисторами в каскаде предварительного усиления.

На рис. 15-2 представлена упрощенная схема такого релейного усилителя. Практическое конструктивное выполнение усилителя вместе с реле показано на рис. 15-11. Устройство работает непосредственно от сети частоты 400 гц и применяется в электрооборудовании самолетов,



Рис. 15-11. Транзисторно-магнитный релейный усилитель.

где размеры и вес имеют существенное значение. Чтобы избежать влияния окружающей среды, усилитель полностью герметизирован.

Более полная схема устройства приведена на рис. 15-12. Выходной каскад представляет собой однополупериодный магнитный усилитель. Обратный клапан

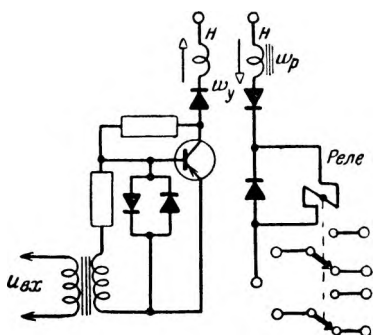


Рис. 15-12. Принципиальная схема усилителя, изображенного на рис. 5-11.

обеспечивает достаточно большой постоянный ток в реле, несмотря на значительную индуктивность его обмотки. В цепи управления магнитного усилителя включен один транзистор, который настолько увеличивает коэффициент усилителя магнитного каскада, что реле срабатывает при напряжении на входе, равном 160 мВ (действующее значение), и входном

сопротивлении 50 ком. Для увеличения входного сопротивления входной сигнал подается в цепь базы транзистора через повышающий трансформатор. Обмотка реле рассчитана на 30 ма постоянного тока; ток такой величины легко можно получить на выходе магнитного каскада схемы. Общие габариты всего усилителя — $1,75 \times 5,08 \times 11,8$ см, вес — 550 г.

Подобные релейные усилители могут быть сделаны очень чувствительными за счет добавления дополнительных каскадов на транзисторах. Это не ухудшает стабильности нуля и быстродействия схемы, так как предварительный усилитель представляет собой линейный усилитель переменного тока с относительно широкой полосой пропускания. Теоретический предел для величины коэффициента усиления определяется только шумами входного транзистора.

ГЛАВА ШЕСТНАДЦАТАЯ

ДВУХТАКТНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ С ОДНИМ ДРОССЕЛЕМ

16-1. СРАВНЕНИЕ С ДРУГИМИ МАГНИТНЫМИ УСИЛИТЕЛЯМИ

Принцип действия реверсивного магнитного усилителя с одним дросселем отличается от принципа действия усилителей, рассмотренных в предыдущих главах, дросселя насыщения и магнитного усилителя с самонасыщением. Однако двухтактный усилитель с одним дросселем описывается на основе тех же теоретических положений и его появление было вызвано теми же задачами, что и магнитного усилителя с самонасыщением. Низкий коэффициент усиления и большая постоянная времени дросселя насыщения частично вызваны тем обстоятельством, что обмотки дросселя все время находятся под полным напряжением источника питания с малым внутренним сопротивлением. Приращение потока следует за напряжением питания, и для воздействия на поток в присутствии этого напряжения нужны значительные управляющие ток и напряжение. Отличительная черта усилителя с самонасыщением состоит в наличии рабочего вентиля, включенного последовательно с источником

питания и нагрузкой. Когда этот клапан запирается, рабочая обмотка дросселя отключается от источника питания, и тогда требуемая от управляющей цепи мощность для изменения индукции будет определяться только этим изменением индукции и будет представляться площадью соответствующего цикла $B-H$. Таким образом, управляющий процесс отделен от рабочего процесса. Однако при наличии рабочего клапана выход усилителя будет одноклапанным, поэтому базисной схемой усилителя с самонасыщением служит однополупериодная схема с управляемым выходом постоянного тока. Если на выходе усилителя необходимо получить реверсивное постоянное или переменное напряжение, то следует соединить по две однополупериодных схемы, включая выходы их дифференциально, чтобы обеспечить нуль на выходе при нуле на входе. Эта особенность усилителя с самонасыщением является в определенных условиях его недостатком, так как служит причиной дрейфа нуля в двухтактном усилителе и при некоторых требованиях к форме кривой выходного напряжения приводит к усложнению схемы усилителя.

Сравнение дросселя насыщения с усилителем с самонасыщением показывает, что для достижения максимального коэффициента усиления необходимо, чтобы управляющие токи и напряжения воздействовали на поток в интервале, когда на обмотках дросселя отсутствует какое-либо другое напряжение. В этом случае будет получено максимально возможное усиление, так как управляющая мощность будет определяться только площадью соответствующего частного цикла и не будет дополнительно затрачиваться на компенсацию воздействий других напряжений, которые не способствуют, а противодействуют процессу управления. Это показывает, что усилители с большим коэффициентом усиления могут выполняться в совершенно различных вариантах, но при условии, что в интервале управления обмотки дросселей должны быть каким-то образом совершенно разделены.

В двухтактном усилителе с одним дросселем для получения высокого усиления применен этот же принцип. Дополнительные элементы схемы разделяют дроссель и источник питания в течение некоторого интервала каждого полупериода, и этим создают идеальные условия для процесса управления. Разные усилители, которые

могут быть отнесены к данному типу усилителей, отличаются друг от друга только способом разделения дросселя и источника питания. Преимуществом такого усилителя является присущая ему стабильность работы, поскольку реверсивный выход постоянного тока получается при наличии только одного дросселя в схеме. В этом его существенное отличие от балансных двухтактных усилителей с самонасыщением. Схема усилителя с одним дросселем очень проста и характеризуется чрезвычайной устойчивостью нуля. Поэтому такой усилитель с успехом применяется в качестве маломощного предварительного усилителя постоянного тока с малым дрейфом нуля.

16-2. ОСНОВНАЯ СХЕМА

Описываемый усилитель подобно другим типам магнитных усилителей питается от источника синусоидального напряжения и в рабочий полупериод передает различную мощность в нагрузку. Различные варианты рабочей цепи такого усилителя могут быть представлены упрощенной принципиальной схемой, приведенной на рис. 16-1. Рабочая обмотка дросселя соединена последовательно с источником питания, нагрузкой и нелинейным сопротивлением $z_{нл}$. Это нелинейное сопротивление может выполняться по-разному и предназначено для того, чтобы в течение какой-то части каждого полупериода отводить напряжение питания от дросселя. Таким образом, процесс управления (размагничивания) может осуществляться в каждый полупериод, а в оставшуюся часть каждого полупериода будет иметь место рабочий интервал. Этот процесс в корне отличается от процессов в усилителе с самонасыщением, где один полупериод целиком отводится для управления (размагничивания), а другой — целиком для рабочего процесса.

В разные интервалы управления индукция изменяется под воздействием управляющих токов и напряжений. Здесь работа усилителя с одним дросселем проис-

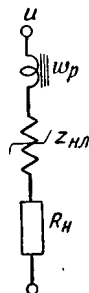


Рис. 16-1. Элементы рабочей цепи. $z_{нл}$ — нелинейное сопротивление.

ходит точно так же, как и усилителя с самонасыщением; управление может осуществляться как на постоянном, так и на переменном токе. Приращение индукции в интервале управления определяет момент насыщения в последующем рабочем интервале и, следовательно, определяет величину рабочего тока насыщенного дросселя. И в этом случае (как в дросселе насыщения и усилителе с самонасыщением) дроссель работает как управляемый ключ: в интервале, предшествующем насыщению, он пропускает небольшой рабочий ток, а после насыщения — большой ток.

16-3. УСИЛИТЕЛЬ С ДИОДАМИ И ОПОРНЫМИ НАПРЯЖЕНИЯМИ В КАЧЕСТВЕ НЕЛИНЕЙНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ

Простейшая схема такого усилителя показана на рис. 16-2. Рабочая цепь питается синусоидальным напряжением и состоит из рабочей обмотки дросселя, не-

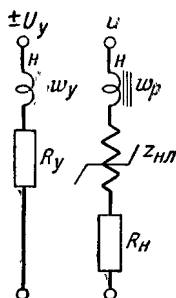


Рис. 16-2. Упрощенная схема двухтактного усилителя с одним дросселем.

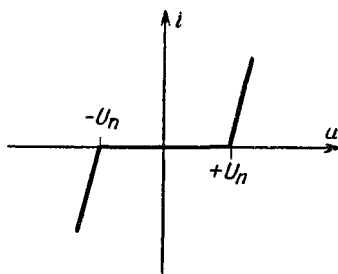


Рис. 16-3. Типичная вольт-амперная характеристика нелинейного сопротивления $Z_{нл}$.

линейного сопротивления и сопротивления нагрузки. Нелинейное сопротивление имеет симметричную вольт-амперную характеристику, типичную для неоновых ламп и тиристов. Оно отличается большим сопротивлением при малых напряжениях и малым сопротивлением при больших напряжениях. Идеализированная характеристика такого нелинейного сопротивления показана на рис. 16-3. Управление потоком осуществляется от источника по-

стоянного тока, питающего управляющую обмотку дросселя.

При малых напряжениях из-за большой величины сопротивления нелинейного элемента рабочая обмотка дросселя как бы изолируется от источника питания, и намагничивающий ток по ней не протекает. Таким образом в некотором интервале до и после перемены знака напряжения питания дроссель оказывается практически отключенным от него и для изменения потока в сердечнике достаточен небольшой ток управления. Благодаря этому и достигается большой коэффициент усиления. На рис. 16-4 показаны синусоида напряжения

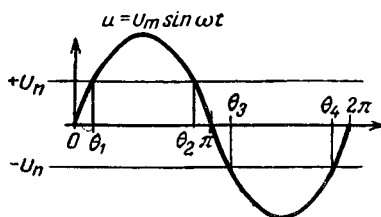


Рис. 16-4. Синусоида напряжения питания и пороговое напряжение U_n .

питания и пороговое напряжение $\pm U_n$. Когда напряжение питания превысит значение $\pm U_n$, вольт-секунды напряжения питания прикладываются к рабочей обмотке и начинается рабочий интервал. В положительный полупериод рабочий режим может иметь место только в интервале $\theta_1 - \theta_2$, а в отрицательный полупериод — в интервале $\theta_3 - \theta_4$. Подобным же образом режим управления может иметь место в области точек перемены знака напряжения питания, а именно в интервалах $\theta_1 - \theta_4$ и $\theta_2 - \theta_3$. Продолжительность управляющего интервала в электрических градусах равна:

$$\theta_3 - \theta_2 = \theta_4 - \theta_1 = 2 \arcsin \frac{U_n}{U_m}. \quad (16-1)$$

Характерно, что если пороговое напряжение равно половине амплитуды напряжения питания, то каждый интервал управления продолжается 60° , а каждый рабочий интервал — 120° .

Дроссель насыщается или в положительный или в отрицательный полупериод в зависимости от направления управляющего тока. Это объясняет, каким образом в усилителе получается реверсивный выход постоянного тока: направление тока в нагрузке определяется полярностью напряжения питания при насыщении. Указанная

особенность отличает данный усилитель от основной однопериодной однотактной схемы усилителя с самонасыщением.

Вольт-амперная характеристика, показанная на рис. 16-3, может быть осуществлена с достаточной точно-

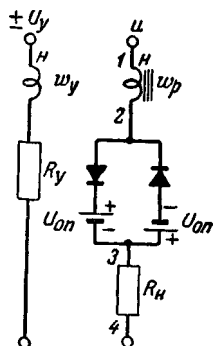


Рис. 16-5. Усилитель с диодами и опорными напряжениями в качестве нелинейного сопротивления $z_{нл}$.

стью с помощью двух диодов с большим обратным сопротивлением и с опорных напряжений. На рис. 16-5 показана практическая схема усилителя, в которой нелинейное сопротивление осуществлено именно таким способом.

Опорные напряжения создаются с помощью падений напряжения при постоянном токе, протекающем по двум одинаковым сопротивлениям. Кривые напряжений на отдельных участках схемы при нулевом токе управления показаны на рис. 16-6. Магнитное состояние сердечника изменяется по частному циклу, не достигая насыщения. Изменение потока определяется положительными и отрицательными вольт-секундами синусоидальных сегментов напряжения на обмотке дросселя. Разность напряжения питания и напряжения на дросселе, приходящаяся на узел диоды — опорные напряжения, имеет поч-

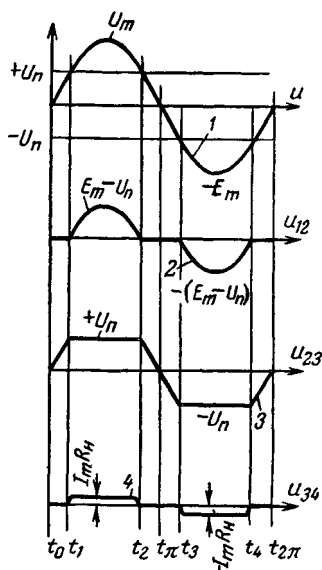


Рис. 16-6. Кривые напряжений на отдельных участках схемы при токе управления, равном нулю.

1 — напряжение питания; 2 — напряжение на дросселе; 3 — напряжение на нелинейном сопротивлении $z_{нл}$; 4 — напряжение на нагрузке.

ти прямоугольную форму с максимальными значениями, равными примерно пороговому напряжению $\pm U_n$.

Если положительный управляющий ток входит в начало управляющей обмотки, то дроссель насыщается в положительный полупериод и в нагрузке протекает положительный рабочий ток. Кривые напряжений на отдельных участках для этого случая показаны на рис. 16-7.

В момент t_4 (начало интервала управления) ток управления (от источника тока) изменяет поток в положительном направлении. В интервале t_4-t_1 положительные вольт-секунды на обмотке дросселя изменяют поток в направлении к насыщению до момента, когда напряжение питания достигает значения $+U_n$. В этой точке процесс управления заканчивается и поток сердечника начинает изменяться в зависимости от напряжения питания согласно закону Фарадея. Однако, поскольку в течение интервала управления поток уже получил некоторое положительное приращение, то он достигает значения насыщения в момент t_s , раньше, чем закончится положительный рабочий интервал. В течение оставшейся части интервала, т. е. до момента t_2 , протекает рабочий ток. В этой точке (t_2) выпрямители отключают рабочий ток, и сердечник снова оказывается под влиянием тока цепи управления, стремящегося его насытить. Однако поток не может больше измениться, так как сердечник уже достиг состояния насыщения. Сердечник остается насыщенным до момента t_3 , начиная с которого узел с выпрямителями становится проводящим, и дроссель находится под напряжением питания. Поскольку в этом случае напряжение питания отрицательно, приращение индукции также отрицательно, и индукция изменяется от значения насыщения вниз по петле до какого-то начального значения. В момент t_4 выпрямители снова запираются и цикл управления повторяется снова.

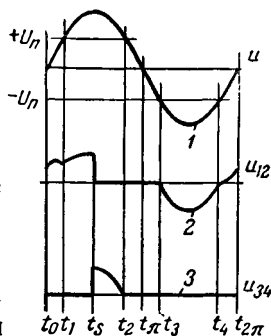


Рис 16-7. Кривые напряжений на отдельных участках схемы в режиме частичного положительного выхода.

1 — напряжение питания;
2 — напряжение на дросселе; 3 — напряжение на нагрузке.

Пока значение тока управления остается положительным, количество вольт-секунд дросселя в отрицательный полупериод остается таким же независимо от момента насыщения в положительный полупериод. Это объясняется тем, что напряжение на дросселе при отсутствии насыщения всегда равно разности между отрицательным пороговым напряжением и напряжением пи-

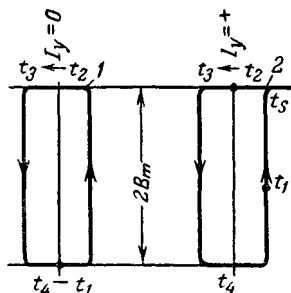


Рис. 16-8. Частные циклы для режимов нулевого и частичного выходов.

1 — режим нулевого выхода; 2 — режим частичного выхода.

тания. Таким образом, отрицательное приращение индукции будет таким же, как и при отсутствии управляющего тока. Отсюда следует, что положительное приращение индукции также не изменяется при достижении насыщения, так как по мере уменьшения угла насыщения все большая часть положительного приращения индукции вызывается током управления и все меньшая — положительным напряжением питания. Если ток управления достаточно велик, то сердечник насыщается в момент t_1 начала рабочего интервала. При таком токе управления имеет место режим максимального выхода.

На рис. 16-8 показаны частные циклы для двух рассмотренных режимов. Интересно провести аналогию с магнитным усилителем с самонасыщением. В описываемом усилителе с одним дросселем форма циклов и полное приращение индукции остаются практически постоянными независимо от величины выхода усилителя. В усилителе с самонасыщением, напротив, частные цик-

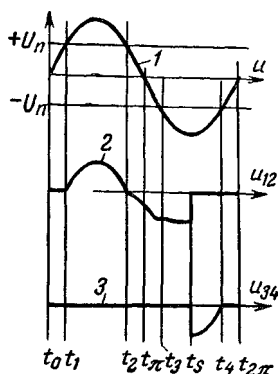


Рис. 16-9. Кривые напряжений на отдельных участках схемы в режиме частичного отрицательного выхода.

1 — напряжение питания; 2 — напряжение на дросселе; 3 — напряжение на нагрузке.

лы и полный перепад индукции от насыщения до начального значения B_0 непрерывно уменьшаются с увеличением выхода до тех пор, пока в режиме максимального выхода перепад индукции не станет почти равным нулю.

При изменении направления управляющего тока процесс управления происходит в интервале t_3-t_2 , а насыщение в интервале t_4-t_3 . Полярность рабочего тока при этом также изменяется. Кривые напряжений на от-

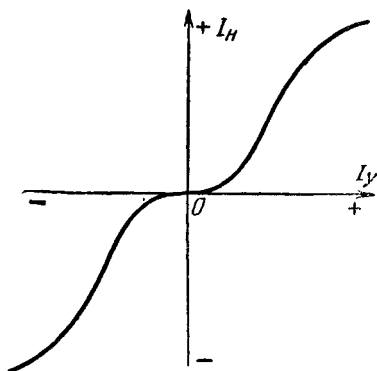


Рис. 16-10. Характеристика вход—выход без соответствующей компенсации зоны нечувствительности.

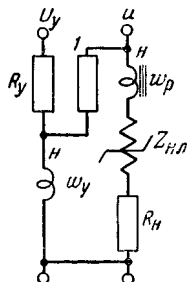


Рис. 16-11. Схема с компенсацией зоны нечувствительности в области нуля.

I — ветвь с высокоомным сопротивлением для смещения переменным током.

дельных участках схемы для этого случая показаны на рис. 16-9. Изменение индукции от индукции насыщения происходит в интервале t_2-t_1 , а полный перепад индукции опять будет таким же, как и при токе управления, равном нулю. Так как положительные и отрицательные вольт-секунды дросселя должны быть в точности равны друг другу, то форма частного цикла и полный перепад индукции в сердечнике усилителя не зависят ни от величины, ни от полярности выходного напряжения.

В § 11-4 (рис. 11-7) было показано, что при управлении простейшим усилителем с самонасыщением от источника постоянного тока управляющие токи незначительной величины не вызывали заметного перепада индукции. На рис. 11-7 видно, что нельзя получить приращения индукции до тех пор, пока величина управляющего тока не достигнет примерно половины величины, соот-

ветствующей режиму максимального выхода. То же положение имеет место и для двухтактного усилителя; при этом, если не будет предусмотрена соответствующая компенсация, характеристика вход — выход усилителя в области нуля будет иметь зону нечувствительности (рис. 16-10). Эта характеристика может быть сделана линейной, если подать часть напряжения питания на управляющую обмотку и если оно будет достаточно велико, чтобы даже при небольшом токе управления обеспечить вместе с ним требуемый перепад индукции. Соответствующая схема показана на рис. 16-11.

16-4. ВОПРОСЫ РАСЧЕТА

Рабочая обмотка дросселя рассматриваемого усилителя не может быть рассчитана с помощью уравнения трансформатора, так как не все напряжение питания за один полупериод приложено к обмотке дросселя. Как уже было показано, полный перепад индукции (вниз от индукции насыщения) не зависит от величины выхода и полностью определяется вольт-секундами разности напряжения питания и порогового напряжения. На рис. 16-12 площадь, соответствующая этим вольт-секундам, заштрихована; она может быть вычислена следующим образом:

$$A = U_m \int_{t_1}^{t_2} \sin \omega t - U_{\pi} (t_2 - t_1) = \quad (16-2)$$

$$= -\frac{U_m}{\omega} \cos \omega t \Big|_{t_1}^{t_2} - U_{\pi} (t_2 - t_1) = \quad (16-3)$$

$$= \frac{2U_m}{\omega} \sqrt{1 - \delta^2} - \frac{\delta U_m}{\omega} [\pi - 2 \arcsin \delta], \quad (16-4)$$

где

$$\delta = \frac{U_{\pi}}{U_m} = \sin \omega t_1. \quad (16-5)$$

В предельном случае, когда $\delta=0$ или $U_{\pi}=0$, вольт-секунды равны площади одной полуволны синусоиды $2U_m/\omega$. Когда $\delta=1$, эта площадь равна нулю и, следовательно, напряжение на дросселе равно нулю. Обозначим

через M коэффициент уменьшения вольт-секунд, равный отношению вольт-секунд на дросселе при данном значении δ или U_{π} к вольт-секундам при $\delta=0$. Коэффициент уменьшения равен:

$$M = \frac{\frac{2U_m}{\omega} \sqrt{1-\delta^2} - \delta \frac{U_m}{\omega} [\pi - 2\arcsin \delta]}{2 \frac{U_m}{\omega}} = \quad (16-6)$$

$$= \sqrt{1-\delta^2} - \frac{\delta}{2} [\pi - 2\arcsin \delta]. \quad (16-7)$$

Коэффициент M представляет собой долю вольт-секунд полуволны напряжения питания, которая приходится на перемещающийся дроссель и которая определяет полный перепад индукции в дросселе и расчет его рабочей обмотки. Уравнение трансформатора связывает действующее значение напряжения питания с полным приращением индукции и параметрами дросселя лишь в том случае, когда все вольт-секунды за полупериод воздействуют на изменения индукции. Поскольку число активных вольт-секунд в рассматриваемом усилителе уменьшено в соответствии с множителем M , то напряжение питания и (или) число витков рабочей обмотки w_p должны определяться из уравнения

$$U_{\text{действ}} = \frac{4,44 w_p S f B_m}{M} \cdot 10^{-8}. \quad (16-8)$$

Таким образом, если дроссель насыщается при синусоидальном напряжении U , то для создания такого же перепада индукции в этом дросселе в данном усилителе потребуется напряжение в U/M раз большее (коэффициент M изменяется от 0 до 1). Этот коэффициент определяет также максимальное среднее значение выходного напряжения в обоих направлениях. Если ток управления достаточно велик, то сердечник будет уже насыщен к моменту, когда напряжение питания превысит пороговое U_{π} и клапан начнет проводить. Поскольку напряжение на нагрузке представляет собой разность между пороговым напряжением и мгновенным значением напряжения питания, то оно также соответствует заштрихованной площади на рис. 16-12. Если среднее значение

напряжения питания равно $0,90 U_{\text{действ}}$, то максимум среднего за период значения напряжения выхода определится как $0,45 U_{\text{действ}}$. На рис. 16-13 приведен график зависимости коэффициента M от отношения $U_{\text{п}}/U_m$ или δ .

Так как такая схема отличается малым дрейфом, то ее целесообразно применять в качестве маломощного

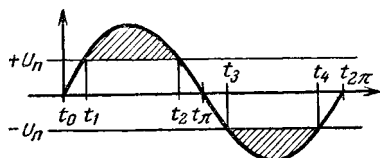


Рис. 16-12. Вольт-секундная площадь напряжения питания, необходимая для изменения потока в сердечнике.

двухтактного усилителя с выходом постоянного тока. Для уменьшения требуемой мощности управления дроссели наматываются на небольшие сердечники с малой площадью поперечного сечения, а рабочие обмотки выполняются из большого числа витков тонкой проволоки.

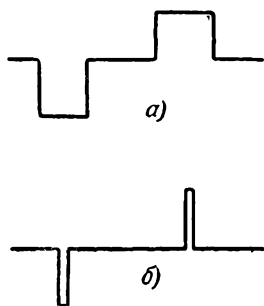


Рис. 16-14. Два вида напряжения питания усилителей, соответствующих двум способам отключения рабочей цепи в интервалы управления.

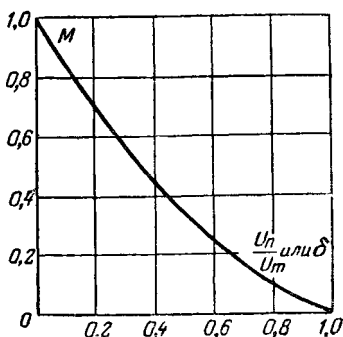


Рис. 16-13. Зависимость коэффициента M от величины δ или отношения $U_{\text{п}}/U_m$.

Несколько таких усилителей для получения большего коэффициента усиления могут быть соединены в каскад и в свою очередь питать двухтактный магнитный усилитель с самонасыщением, если требуются большие выходные мощности.

Были разработаны другие варианты такого усилителя, которые отличаются друг от друга только способом отключения рабочих обмоток в интервале управления. В одном из вариантов рабочая цепь усилителя питается от источника прямоугольного напряжения (рис. 16-14,а) [Л. 55].

Отсутствие напряжения в определенном интервале при изменении знака его соответствует изоляции дросселя в течение интервала управления. В другом варианте вообще отсутствует узел диоды — опорные напряжения и рабочая цепь питается кратковременными прямоугольными импульсами, показанными на рис. 16-14,б [Л. 56]. Эти импульсы получаются от насыщающихся трансформаторов при синусоидальном напряжении питания. И в этом случае отсутствие напряжения питания в интервале управления обеспечивает высокий коэффициент усиления. Принцип работы всех этих схем одинаковый; полярность выходного напряжения определяется направлением тока управления.

ПРИЛОЖЕНИЕ

ОБЩИЕ ТЕХНИЧЕСКИЕ УСЛОВИЯ МТ-S100 НА ТОРОИДАЛЬНЫЕ ДРОССЕЛИ

Настоящие технические условия охватывают вопросы изготовления и испытания тороидальных дросселей.

1. Сердечники

1-00. Сердечники должны применяться в соответствии с техническими условиями на них; в условиях указывается типоразмер сердечника и фирма-изготовитель.

1-01. Для сердечников должны применяться контейнеры из пластмассы, если не оговаривается иной материал контейнера.

1-02. Если по техническим условиям требуется применять свдвоенные сердечники, то первая обмотка накладывается непосредственно на эти сердечники, а все последующие обмотки — поверх нее.

1-03. Если дроссели должны быть выполнены на двух или на четырех идентичных сердечниках, то необходимо об этом известить поставщика сердечников и согласовать технические условия на комплектацию сердечников.

2. Обмоточный провод

2-00. Если в технических условиях нет особых указаний, то все обмотки дросселя должны выполняться проводом Formvar с двухслойной изоляцией.

2-01. Когда по тепловым условиям работы требуется изоляция класса В, применяется провод с утолщенной тефлоновой изоляцией.

3. Обмотки

3-00. Все обмотки должны наматываться в одном и том же направлении. Вывод, соответствующий началу обмотки, обозначается цифрой 0.

3-01. Обмотка может иметь несколько выводов. Каждому выводу приписывается число витков, отсчитываемое от начала обмотки. Последнему выводу приписывается полное число витков обмотки.

3-02. Обмотка, обозначенная в технических условиях первой, наматывается первой на сердечник. Последней обмоткой является внешняя обмотка. Если нет особых указаний, то обмотки должны наматываться одна поверх другой.

3-03. Распределенная емкость обмотки должна быть минимальной. Обмотки с сердечниками из материалов, обеспечивающих высокое усиление, таких как супермаллой, мо-пермаллой, Ну — Ми сплав и др., должны при рабочих частотах иметь индуктивный характер входного сопротивления. Если необходимо, то для уменьшения распределенной емкости и для увеличения собственной резонансной частоты обмоток они могут наматываться секциями или слоями.

3-04. Натяжение провода при намотке на станке должно быть отрегулировано так, чтобы исключить чрезмерное натяжение витков, так как это может вызвать обрыв или короткое замыкание.

3-05. Обмотка должна укладываться тщательно, чтобы получить возможно большее остаточное отверстие.

3-06. Если нет особых указаний, то требуемое число витков должно быть намотано с точностью до одного витка, или 0,5% от общего числа витков (в зависимости от того, какое число будет больше).

3-07. Технические условия на дроссели предусматривают испытание прочности изоляции между обмотками. Для того чтобы эти требования были удовлетворены, между обмотками должен прокладываться слой соответствующей изоляции.

3-08. Некоторые технические условия на дроссели предусматривают необходимость электростатического экрана между обмотками. Этот экран не должен действовать подобно короткозамкнутому витку на магнитопроводе.

3-09. В настоящих технических условиях коэффициенты размещения выбраны с запасом, чтобы обеспечить соответствующие остаточные отверстия.

Однако, если обмотка окажется настолько велика, что ее будет трудно или вообще невозможно намотать на сердечник, то следует обратиться в технический отдел фирмы.

3-10. Если остаточное отверстие окажется значительно большим, чем требуется, следует обратиться в технический отдел фирмы. Фирма будет рекомендовать увеличить диаметр провода некоторых обмоток. Последнее особенно важно для дросселей, намотанных на сердечники из ортонола или дельтамакса.

4. Окончательная отделка обмоток

4-00. Когда выводы обмоток размечены, они должны быть промаркированы путем окраски в требуемый цвет. Обычно начало обмотки окрашивается каким-либо сплошным цветом, а конец — тем же цветом с белыми черточками.

4-01. Если нет особых указаний, то выводы делаются длиной около 20 см.

4-02. Выводы должны быть сделаны проводом с изоляцией из синтетических смол. Изоляция должна быть достаточной толщины, рассчитана на работу при температуре 100°С и не должна становиться хрупкой при пропитке лаком. Если в технических условиях на конкретные дроссели нет специальных указаний, то не следует применять провод с тефлоновой изоляцией.

4-03. Диаметр выводов (за исключением дросселей самых малых размеров) должен быть не менее 0,33 мм. Во всяком случае

диаметр выводного провода должен быть равен или больше диаметра провода обмотки.

4-04. Выводы обмоток должны быть прочно закреплены и не должны передавать никаких механических напряжений или перемещений на концы обмоток.

4-05. В некоторых конструкциях необходимо выводы концов обмоток оформить в виде контактных лепестков. Лепестки должны быть прочно закреплены на дросселе и занимать минимальное практическое возможное место по его периметру.

4-06. Каждый вывод должен быть промаркирован соответствующим номером.

4-07. Если в данных условиях требуется электростатический экран между обмотками, то экран должен быть соединен с одним из выводов или лепестков.

4-08. После того как дроссель намотан и концы обмоток выведены к соответствующим выводам или лепесткам, его следует подвергнуть двукратному циклу нагрева от комнатной температуры до 120°C , с выдержкой при 120°C не менее 10 мин. Это имеет целью выявить в дросселе дефекты, которые в дальнейшем могли бы явиться причиной повреждений.

4-09. Для некоторых конструкций дросселей может потребоваться усиленная пропитка лаком. Лак должен соответствовать требуемому диапазону рабочих температур. После пропитки дроссель следует просушить. На обмотках не должно остаться капелек лака.

4-10. После того как все обмотки намотаны и концы их выведены, дроссель обматывается лентой для предохранения провода от повреждений. Эта лента должна пропускать лак или другие пропитывающие вещества. Если же лента непроницаема для этих веществ, то дроссель следует обматывать лентой после его пропитки.

4-11. В некоторых конструкциях дроссели должны помещаться в герметически закрытый контейнер с соответствующими выводами. В этом случае следует пользоваться техническими условиями MIL-T-27.

4-12. В некоторых конструкциях дроссели после пропитки лаком должны погружаться в эпоксидную смолу. В этом случае концы обмоток всегда выводятся к контактным лепесткам. Применяется покрытие эпоксидной смолой с кварцевым или другим наполнителем. Прежде чем погрузить дроссель в смолу, контактные лепестки следует покрыть силиконовой смазкой. После того как смола осядет, лепестки необходимо очистить.

4-13. Дроссель должен наматываться равномерно в форме симметричного кольца с постоянным диаметром и высотой. Увеличение его диаметра в том месте, где находятся выводы, должно быть незначительным.

4-14. На дроссель должна быть нанесена маркировка, указанная в технических условиях. Никакая другая маркировка не допускается.

4-15. При изготовлении дросселей следует установить контроль за их размерами. Дроссели с одинаковыми параметрами не должны отличаться по величине внешнего и внутреннего диаметров более, чем на $\pm 1,6$ мм, и по высоте более, чем на $\pm 0,8$ мм.

5. Заключительные испытания

5-00. Для того чтобы выявить обрывы и короткие замыкания в обмотках, необходимо проверить величину сопротивления каждой из них при постоянном токе.

5-01. Каждая пара обмоток должна быть испытана на требуемую величину пробивного напряжения.

5-02. Если в технических условиях нет специальных указаний, то следует проверить отношение чисел витков в обмотках с точностью по крайней мере 0,25%.

5-03. Каждый дроссель должен быть проверен на отсутствие короткозамкнутых витков путем измерения намагничивающего тока дросселя. Для этого рекомендуется на обмотку подать напряжение, равное 90% от напряжения насыщения, и наблюдать намагничивающий ток на экране катодного осциллографа (на осциллограф подается напряжение с включенного в обмотку сопротивления порядка 100—1 000 ом). Амплитудное значение намагничивающего тока дросселя должно быть близко к значению, определяемому величиной коэрцитивной силы материала, геометрией сердечника, частотой питания и числом витков. Если возникнут сомнения относительно того, какой должна быть величина тока исправного дросселя того или иного типа, то следует обратиться в технический отдел фирмы. Каждый дроссель должен быть снабжен табличкой; на ней указывается напряжение, частота, намагничивающий ток и число витков.

5-04. Следует проверить правильность разметки выводов у каждой обмотки.

5-05. В дросселях с сердечниками из материалов, обеспечивающих высокое усиление (супермаллой, мо-пермаллой, сплав Ну—Му и др.), необходимо проверять, не превосходит ли величина распределенной емкости обмоток допустимую. Собственная резонансная частота обмотки должна быть примерно 800 гц или выше, если последнее специально оговаривается в технических условиях.

5-06. Каждый дроссель должен пройти проверку правильности его геометрической формы и хорошего внешнего вида. Следует проверить размеры дросселей. Допустимые отклонения не должны превышать $\pm 1,6$ мм для внешнего и внутреннего диаметров и $\pm 0,8$ мм для высоты катушки. Завод-изготовитель должен создать технические условия на первую серию изготовленных им дросселей и придерживаться этих размеров при последующих заказах на дроссели этого типа.

ЛИТЕРАТУРА

К гл. 1

1. Terman F., Radio Engineer's Handbook, 3d ed., New York, McGraw-Hill Book Company, 1957.
2. Truxal J., Control Engineering Handbook, New York, McGraw-Hill Book Company, 1958.
3. Bevitt W., Transistor Handbook, Englewood Cliffs, Prentice-Hall, 1956.
4. Alexander E. and Nixdorff S., A Magnetic Amplifier for Radio Telephony, Proc. IRE, vol. 4, p. 101—129, April 1916.
5. Brown G. and Campbell D., Principles of Servomechanisms, New York, Wiley, 1948.

К гл. 2

6. Timbie W. and Bush J., Principles of Electrical Engineering, 3 ed., New York, Wiley, 1940.
7. Bewley L., Two-dimensional Fields in Electrical Engineering, New York, MacMillan Company, 1948.

К гл. 3

8. MIT Staff, Magnetic Circuits and Transformers, New York, Wiley, 1947.
9. Kerchner R. and Corcoran G., Alternating Current Circuits, New York, Wiley, 1938.

К гл. 4

10. Blackburn J., Components Handbook, chap. 4, McGraw-Hill Book Company, New York, 1949.
11. Lee R., Electronic Transformers and Circuits, 2 ed., Wiley, New York, 1955.

К гл. 5

12. Bozorth R., Ferromagnetism, New York, Van Nostrand, 1951.
13. Lord H., Dynamic Hysteresis Loops of Several Core Materials Employed in Magnetic Amplifiers, Trans. AIEE, vol. 72, pt 1, p. 85—88, 1953.
14. McConnell H., Eddy-Current Phenomena in Ferromagnetic Materials, Trans. AIEE, vol. 73, pt I, p. 226—235, 1954.
15. Littman M., Ultrathin Magnetic Alloys Tapes with Rectangular Hysteresis Loops, Trans. AIEE, vol. 71, pt I, p. 220—223, 1952.

К гл. 6

16. Lord H., Dynamic Hysteresis Loop Measuring Equipment, Trans. AIEE, vol. 71, pt I, p. 269—271, 1952.
17. Geyger W., Magnetic Amplifier Circuits, 2d ed., chap. 20, New York, McGraw-Hill Book Company, 1957.
18. Kittl E., An Accurate Electronic Tracer for Dynamic Characteristics of Magnetic Materials, Trans. AIEE, vol. 74, pt I, p. 407—418, 1955.

К гл. 7

19. Storm H., Magnetic Amplifiers, New York, Wiley, 1955.
20. Downing E., Magnetic Amplifiers in Metering Direct Cur-

rent on Electrolytic Cell Lines, Trans. AIEE, vol. 73, pt II, p. 93—96, 1954.

21. Anderson R., Steady State Operation of the Push-pull Saturable-core Transformer with Resistive Load, Trans. AIEE, vol. 76, pt I, p. 76—87, 1957.

22. Barker R., The Series Magnetic Amplifier, Trans. AIEE, vol. 76, pts I and II, p. 819—831, 1957.

К гл. 8

23. Isaacson G., Selenium Rectifiers for High Temperature Operation, Trans. AIEE, vol. 74, pt I, p. 552—553, 1955.

24. Shilliday T., High Temperature Selenium Rectifiers — A Survey of Manufacturer's Data, Trans. AIEE, vol. 75, pt I, p. 248—252, 1956.

25. Crenshaw R., Application of Germanium Power Rectifiers, Trans. AIEE, vol. 74, pt II, p. 48—52, 1955.

26. Gutzwiller F., Rating and Application of Germanium and Silicon Rectifiers, Trans. AIEE, vol. 76, pt I, p. 753—757, 1957.

27. Shockley W., Electrons and Holes in Semi-conductors, New York, D. Van Nostrand, 1950.

28. Henkels H., The Fused Silicon Rectifiers, Trans. AIEE, vol. 76, pt I, p. 733—746, 1957.

29. Losco E., Properties of Silicon Power Rectifiers, Trans. AIEE, vol. 74, pt I, p. 106—111, 1955.

30. Howe G., Dynamax, A New Crystal and Domain-Oriented Core Material, Trans. AIEE, vol. 75, pt I, p. 548—551, 1956.

К гл. 9

31. Dornhoefer W., Self-saturation in Magnetic Amplifiers, Trans. AIEE, vol. 68, pt II, p. 835—850, 1949.

32. Ramey R., On the Mechanics of Magnetic Amplifier Operation, Trans. AIEE, vol. 70, pt II, p. 1214—1223, 1951.

К гл. 10

33. Collins H., High-frequency Operation of Self-saturating Magnetic Amplifiers, Trans. AIEE, vol. 74, pt I, p. 500—505, 1955.

К гл. 11

34. Roberts R., Magnetic Characteristics Pertinent to the Operation of Cores in Self-saturating Magnetic Amplifiers, Trans. AIEE, vol. 74, pt I, p. 682—690, 1955.

35. Lehman H., Predetermination of Control Characteristics of Half-wave Self-saturated Magnetic Amplifiers, Trans. AIEE, vol. 70, pt II, p. 2097—2103, 1951.

36. Finzi L. and Critchlow D., Dynamic Core Behavior and Magnetic Amplifier Performance, Trans. AIEE, vol. 76, pt I, p. 229—239, 1957.

37. Friedlaender F., Flux Reversal in Magnetic Amplifier Cores, Trans. AIEE, vol. 75, pt I, p. 268—278, 1956.

38. Smith E., A Transient Analyzer for Magnetic Amplifiers, Trans. AIEE, vol. 72, pt I, p. 461—465, 1953.

К гл. 12

39. Ramey R., On the Mechanics of Magnetic Amplifier Operation, Trans. AIEE, vol. 70, pt II, p. 1214—1223, 1951.

40. House C., Flux Preset High-Speed Magnetic Amplifiers, Trans. AIEE, vol. 73, pt I, p. 728—735, 1954.

41. Attura G., The Magnetic Amplifier with Reset Control, Electronics, June 1953.

42. Lowrance J. and Dolan J., Diode-shunting in Magnetic Amplifiers, Trans. AIEE, vol. 75, pt I, p. 619—624, 1956.

К гл. 13

43. Suozzi J. and Hooper E., An All-magnetic Audio Amplifier System, Trans. AIEE, vol. 74, pt I, p. 297—301, 1955.

44. Lord H., Magnetic-Amplifier Circuits with Full-wave Output and Half-wave Control Signals, Trans. AIEE, vol. 73, pt I, p. 265—270, 1954.

45. Kusko A. and Nelson J., Magnetic Amplifier Control of D—C Motors, Trans. AIEE, vol. 74, pt I, p. 326—333, 1955.

46. Leonard W., Speed Control of a D—C Motor Using a Magnetic Amplifier, Trans. AIEE, vol. 96, pt I, p. 112—119, 1957.

47. Woodson H., Full wave Bridge Magnetic Amplifiers with Inductive Load, Trans. AIEE, vol. 75, pt I, p. 7—9, 1956.

48. Finzi L. and Mathias R., An Application of Magnetic Amplifier Circuits to Perform Multiplication and Other Analytical Operations, Trans. AIEE, vol. 72, pt I, p. 455—461, 1953.

К гл. 14

49. Lufcy C., Schmid A. and Barnhart P., An Improved Magnetic Servo Amplifier, Trans. AIEE, vol. 71, pt I, p. 281—289, 1952.

50. Woodson H. and Thrower C., Compensation of a Magnetic Amplifier Servo System, Proc. Nat. Electronics Conf., vol. 8, p. 158—165, Chicago, 1952.

51. Geyger W., A New Type of Magnetic Servo Amplifier, Trans. AIEE, vol. 71, pt I, p. 273—280, 1952.

52. Malick F., Control of a 65-watt 2-phase Servomotor with a Magnetic Amplifier, Trans. AIEE, vol. 71, p. 466—468, 1952.

53. House C., Full Wave Reversible Polarity Half-cycle Response Magnetic Amplifiers, Trans. AIEE, vol. 74, pt I, p. 541—552, 1955.

К гл. 15

54. Attura G., Consider Using Hybrid Amplifiers, Control Eng., vol. 3, № 5, May 1956.

К гл. 16

55. Morgan R. and McFerran J., Pulse Relaxation Amplifier—A Low Level DC Magnetic Amplifier, Trans. AIEE, vol. 73, p. 245—249, 1954.

56. Morgan R., The Biased Rectifier Amplifier—A Pulse Magnetic Amplifier, Trans. AIEE, vol. 74, pt I, p. 584—590, 1955.

1p-24