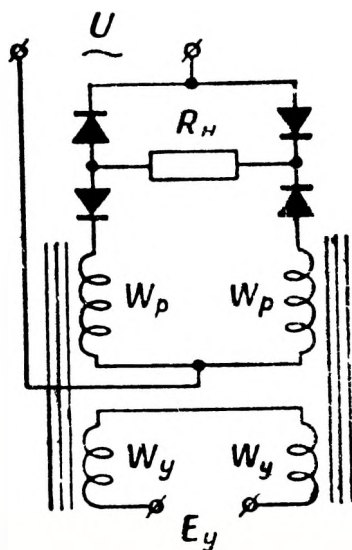


М.А. Розенблат

МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ с САМОНАСЫЩЕНИЕМ



БИБЛИОТЕКА ПО АВТОМАТИКЕ

Выпуск 75

М. А. РОЗЕНБЛАТ

МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ С САМОНАСЫЩЕНИЕМ



ГОСУДАРСТВЕННОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО
МОСКВА 1963 ЛЕНИНГРАД

ЭЭ-5(4)-3

621.375.3

Р 64

Книга посвящена наиболее распространенному классу магнитных усилителей — усилителей с самонасыщением, осуществляемым путем включения полупроводниковых диодов последовательно с обмотками переменного тока МУ.

Описаны основные принципы работы магнитных усилителей с самонасыщением, даны элементы теории и простейшие методы расчета.

Книга рассчитана на инженерно-технических работников, занимающихся проектированием и эксплуатацией автоматических устройств.

Розенблат Моисей Аронович

Магнитные усилители с самонасыщением, М.—Л.,

Госэнергоиздат, 1963, 123 с. с черт. („Библиотека по автоматике“, выпуск 75)

Редактор *Р. А. Липман*

Техн. редактор *Н. И. Борунов*

Сдано в набор 23/II 1963 г.

Подписано к печати 29/IV 1963 г.

Т-00288 Бумага 84×108¹/₃₂

6,56 печ. л.

Уч.-изд. л. 8,5

Тираж 32 500 экз.

Цена 43 коп.

Зак. 84

Типография № 1 Госэнергоиздата. Москва, Шлюзовая наб., 10.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Настоящая работа, являющаяся по существу продолжением предыдущей книги автора «Магнитные усилители и модуляторы» [Л. 1], изданной в «Библиотеке по автоматике», целиком посвящена наиболее распространенному классу магнитных усилителей, а именно усилителям с самонасыщением, осуществляемым путем включения полупроводниковых диодов (однополупериодных выпрямителей) последовательно с обмотками переменного тока (рабочими обмотками).

Автор стремился изложить материал данной книги так, чтобы достаточно подготовленный в области электротехники читатель мог освоить основные принципы построения магнитных усилителей с самонасыщением, элементы теории таких усилителей и простейшие методы их расчета, не прибегая к работе [Л. 1]. Неподготовленному читателю все же рекомендуется начать с первой книги [Л. 1].

Весь справочный материал, необходимый для расчета и проектирования магнитных усилителей, сосредоточен в первой книге [Л. 1].

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие	3
Глава первая. Однотактные магнитные усилители с самонасыщением	5
1. Способы введения обратной связи в однокаскадном усилителе и явление самонасыщения	5
2. Рабочие полупериоды магнитных усилителей с самонасыщением	12
3. Управляющие полупериоды и характеристики вход—выход двухполупериодного усилителя с малым сопротивлением в управляющей цепи	16
4. Характеристики усилителей в области отрицательной обратной связи	22
5. Управляющие полупериоды и характеристики вход—выход при большом сопротивлении в цепи управления	26
6. Переходные процессы и динамические характеристики усилителей с самонасыщением	29
7. Запаздывание при переходе из области с отрицательной обратной связью в область с положительной обратной связью или обратно	35
Глава вторая. Характеристики реальных усилителей, методы их определения и изменения	39
8. Основные факторы, влияющие на характеристики магнитных усилителей	39
9. Характеристики усилителя при произвольной форме петли гистерезиса	41
10. Методы измерения характеристик сердечников для усилителей с самонасыщением	42
11. Работа магнитного усилителя на активно-индуктивную нагрузку переменного тока	47
12. Работа магнитного усилителя на активно-индуктивную нагрузку постоянного тока	49
13. Работа магнитного усилителя на против-э. д. с.	58
14. Влияние обратного сопротивления полупроводниковых диодов на характеристики усилителей	62
15. Добротность магнитного усилителя	66
16. Методы изменения статических характеристик усилителей	67
17. Методы изменения динамических характеристик усилителей	74
18. Быстродействующие магнитные усилители	76
Глава третья. Двухтактные, многофазные и многокаскадные усилители	83
19. Двухтактные магнитные усилители с выходом на переменном токе	83
20. Двухтактные усилители с выходом на постоянном токе	90
21. Двухтактные усилители с однополупериодным выходом	96
22. Многофазные магнитные усилители	101
23. Многокаскадные усилители	104
24. Магнитно-полупроводниковые усилители	109
Глава четвертая. Расчет магнитных усилителей с самонасыщением	116
25. Общие замечания	116
26. Питающее напряжение усилителя	117
27. Определение конструктивных параметров усилителя при заданном значении сопротивления рабочих обмоток	121
28. Определение конструктивных параметров усилителя, исходя из допустимого нагрева	124
Л и т е р а т у р а	127

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ОДНОТАКТНЫЕ МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ С САМОНАСЫЩЕНИЕМ

1. СПОСОБЫ ВВЕДЕНИЯ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ В ОДНОКАСКАДНОМ УСИЛИТЕЛЕ И ЯВЛЕНИЕ САМОНАСЫЩЕНИЯ

Характеристики однокаскадного магнитного усилителя, в том числе и его коэффициент усиления, могут быть изменены в весьма широких пределах путем введения в нем дополнительного воздействия, зависящего от величины тока или напряжения на выходе усилителя. Такое воздействие на условия работы усилителя, зависящее от тока или напряжения нагрузки, называют *обратной связью*.

В магнитных усилителях различают положительную и отрицательную обратную связь, внешнюю и внутреннюю обратную связь, магнитную и электрическую обратную связь и обратную связь по току, по напряжению и по четным гармоникам.

На рис. 1 приведены типичные схемы магнитных усилителей с *внешней обратной связью*, характеризующейся наличием специальной внешней по отношению к основному усилителю цепи обратной связи, осуществляющей передачу сигнала обратной связи с выхода усилителя на его вход, либо в общую обмотку управления w_y (рис. 1, а), либо в дополнительные обмотки обратной связи $w_{o.c.}$, включенные аналогично обмоткам управления и индуктивно связанные с ними (рис. 1, а и б). В схеме на рис. 1, а, в которой выпрямленный ток нагрузки I_n подается в дополнительные обмотки обратной связи, имеется *обратная связь по току*. Нагрузка в этой схеме может быть включена либо после выпрямителя последовательно с обмотками обратной связи $w_{o.c.}$, либо до выпрямителя, т. е. на переменном токе. Нагрузка, включенная после выпрямителя, в схеме на рис. 1, а обозначена через R_n , а на несущей частоте — через Z_n .

На рис. 1, б приведена схема усилителя с *внешней обратной связью по напряжению*. Здесь ток обратной связи, поступающий в обмотки обратной связи $w_{o.c.}$, прямо пропорционален напряжению на нагрузке Z_n , которое предварительно выпрямляется выпрямителем В.

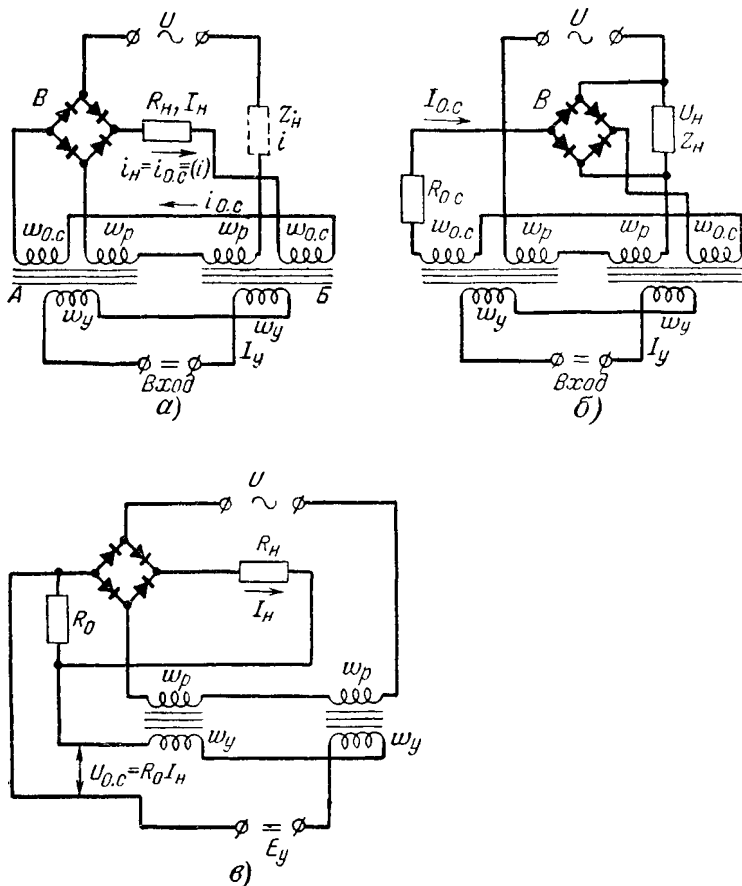


Рис. 1. Магнитные усилители с внешней обратной связью.

Обратную связь осуществляемую путем подачи тока $I_{o.c}$ в дополнительные обмотки $w_{o.c}$, в которых создаются магнитные поля, складывающиеся с магнитными полями входного сигнала, называют *магнитной обратной связью*. Такая обратная связь имеет место в схемах рис. 1, а и б. В схеме рис. 1, в имеем *электрическую обратную связь по току*, характеризующуюся тем, что напряжение обратной связи $U_{o.c}$ пропорционально току нагрузки и электрически складывается с напряжением сигнала E_y .

Если действие тока $I_{o.c}$ или напряжение $U_{o.c}$ обратной связи усиливает действие сигнала I_y в обмотках w_y , то получаем *положительную обратную связь*, вызывающую повышение коэффициента усиления. Если же действие тока или напряжения обратной связи ослабляет действие сигнала, то получаем *отрицательную об-*

ратную связь и соответствующее уменьшение коэффициента усиления.

Для внешней обратной связи (рис. 1) характерно то, что можно отключить обратную связь и сохранить полную работоспособность усилителя.

В однокаскадных усилителях преимущественное применение получила магнитная обратная связь вследствие своей большей гибкости и возможности устранения какой-либо гальванической связи между цепью нагрузки и цепью управления. При этом для осуществления магнитной обратной связи нет необходимости прибегать к специальным обмоткам обратной связи $\omega_{o.c.}$, как это сделано в схемах рис. 1, *а* и *б*. Имеется возможность подать ток $i_{o.c.}$, осуществляющий магнитную обратную связь, непосредственно в рабочие обмотки (обмотки переменного тока) ω_b усилителя.

Рассмотрим сначала магнитный усилитель без обратной связи, осуществленный по схеме рис. 2, *а*. Здесь на каждом сердечнике имеются две одинаковые обмотки, соединяемые между собой по мостовой схеме. К вершинам моста 1 и 2 подключаются последовательно соединенные нагрузка и источник переменного напряжения, а к вершинам 3 и 4 подается усиливаемый сигнал постоянного тока. Благодаря указанному способу соединения обмоток в течение каждого полупериода постоянная и переменная составляющие магнитного поля в одном из сердечников совпадают по направлению, в то время как в другом сердечнике они направлены навстречу друг другу точно так же, как это имеет место в схемах рис. 1. Так как в схеме рис. 2, *а* все обмотки имеют одинаковое число витков и одинаковое сопротивление, то мост уравнивается как для постоянного, так и для переменного токов и постоянный ток не будет проходить через источник переменного тока точно так же, как переменный ток основной частоты и нечетные гармоники не будут проходить через источник постоянного тока.

Основное достоинство мостовой схемы рис. 2, *а* заключается в том, что использование всех обмоток усилителя как для сигнала постоянного тока, так и для переменного тока нагрузки позволяет вдвое снизить потери постоянного и переменного токов в активном сопротивлении обмоток по сравнению с усилителем, имеющим раздельные обмотки для постоянного и переменного токов.

Очевидно, что вместо входного сигнала на зажимах 3—4 в схеме рис. 2, *а* с таким же успехом может быть подан сигнал обратной связи, а для входного сигнала использованы обычные обмотки управления, как показано на рис. 2, *б*. Здесь, так же как и в схеме рис. 2, *а*, обмотки *A* и *B* расположены на одном из сердечников, а *C* и *D* — на другом. Сплошными стрелками обозначено направление тока обратной связи $i_{o.c.}$, а пунктирными стрелками — направление переменного тока i в течение одного из полупериодов. При наличии активной нагрузки R_n на выходе выпрямителя мгновенное значение выпрямленного тока нагрузки i_n , являющегося одновременно и током обратной связи ($i_n = i_{o.c.}$), равно абсолютному (мгновенному) значению переменного тока $i_n = i_{o.c.} = |i|$. Так как для каждого из токов i и $i_{o.c.}$ имеются два параллельных пути, то через каждую рабочую обмотку усилителя протекают половина тока i и половина тока $i_{o.c.}$. В двух обмотках, находящихся на одном и том же сердечнике (например, в обмотках *A* и *B*), токи $i_{o.c.}/2$ и $i/2$ в данном полупериоде направлены встречно, в результате чего эти

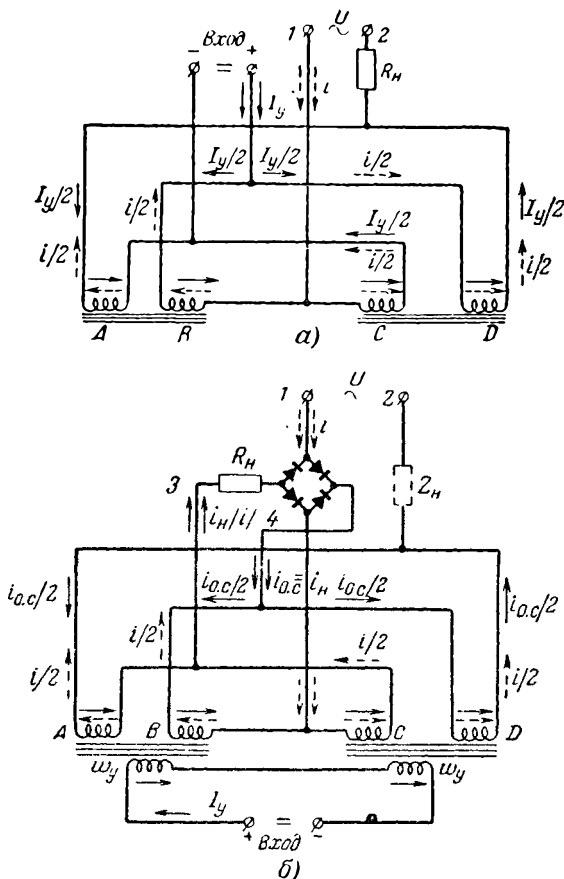


Рис. 2. Мостовая схема включения обмоток магнитного усилителя.

а — без обратной связи; б — с внешней обратной связью.

обмотки оказываются обесточенными ($i_A = i_B = i_{o.c}/2 - i/2 = 0$). В двух других обмотках на втором сердечнике токи $i_{o.c}/2$ и $i/2$ складываются, и через эти обмотки протекает ток $i_C = i_D = i_{o.c}/2 + i/2 = i = i_{o.c} = i_n$. В следующем полупериоде направление тока i изменяется на обратное, и теперь обесточенными окажутся обмотки С и D второго сердечника.

Таким образом, в схеме, рис. 2,б ток нагрузки поочередно протекает через рабочие обмотки то одного, то другого сердечника. В этих обмотках протекает однополупериодный выпрямленный (пульсирующий) ток, постоянная составляющая которого и создает магнитную обратную связь.

Сравним теперь схемы рис. 1,а и 2,б. С этой целью примем, что в схеме рис. 1,а обмотки обратной связи $\omega_{o.c}$ имеют такое же число витков и такое же сопротивление, как и обмотки переменного тока ω_p в этой схеме и как обмотки A, B, C и D в схеме рис. 2,б.

В течение одного полупериода питающего напряжения в схеме рис. 1,а через обмотки ω_p и $\omega_{o.c}$ сердечника A протекает один и тот же ток i , создающий совпадающие по направлению магнитные поля. Этот же ток i протекает через обмотки ω_p и $\omega_{o.c}$ сердечника B , но создает при этом два равных по величине и противоположных по направлению магнитных поля, которые взаимно компенсируются. Таким образом, вместо взаимной компенсации переменного тока и тока обратной связи, имеющей место в обмотках одного из сердечников в схеме рис. 2,б, в схеме рис. 1,а имеет место взаимная компенсация создаваемых этими токами магнитных полей, что с точки зрения режимов работы усилителя и влияния обратной связи совершенно эквивалентно взаимной компенсации (т. е. вычитанию) токов.

Существенное различие между схемами рис. 1,а и 2,б заключается в том, что в первой из них ток нагрузки всегда протекает через все четыре обмотки (две обмотки ω_p и две обмотки $\omega_{o.c}$), в то время как в схеме рис. 2,б ток протекает только через две из рабочих обмоток. Поэтому при одинаковой мощности усилителей (или одинаковых значениях тока нагрузки) потери в обмотках ω_p и $\omega_{o.c}$ схемы рис. 1,а оказываются вдвое выше, чем в рабочих обмотках схемы рис. 2,б.

Эффект поочередного протекания тока нагрузки через рабочие обмотки двух сердечников усилителя, при котором постоянная составляющая пульсирующего тока в этих обмотках осуществляет магнитную обратную связь, может быть достигнут не только при помощи схемы рис. 2,б, но и путем включения однополупериодных выпрямителей последовательно с рабочими обмотками ω_p усилителя, например по схеме рис. 3,а.

Обратную связь, осуществляемую путем включения однополупериодного выпрямителя последовательно с каждой рабочей обмоткой усилителя, называют *внутренней обратной связью*. Так же как и в схемах рис. 1,а и 2,б, эта обратная связь является магнитной. Магнитный усилитель, осуществляемый по схеме рис. 2,б, занимает промежуточное (переходное) положение между усилителями с внешней (рис. 1,а) и внутренней (рис. 3,а) обратной связью.

Внутренняя обратная связь может быть использована в магнитных усилителях с выходом на переменном токе, выполненных, например, по схеме рис. 3,а, и даже в усилителях, выполненных на одном сердечнике (рис. 3,г), для которых схема рис. 2,б не может быть использована. Схему рис. 3,г на одном сердечнике можно рассматривать как типовой элемент, из которого обычно составляются различные более сложные схемы магнитных усилителей с внутренней обратной связью. Схема рис. 3,г находит и самостоятельное применение, главным образом в многокаскадных усилителях и для построения логических элементов. Магнитный усилитель по схеме рис. 3,б с выходом на постоянном токе является хорошей иллюстрацией применения двух простейших элементов по схеме рис. 3,г для образования двухполупериодного усилителя.

В настоящее время преимущественное применение получили магнитные усилители с внутренней обратной связью, которые вы-

годно отличаются от усилителей с внешней обратной связью меньшим числом обмоток и меньшими потерями в активном сопротивлении обмоток, а в некоторых случаях и меньшим числом вентиляей. Поэтому основное внимание в этой книге будет уделено усилителям с внутренней обратной связью. Следует подчеркнуть, что поня-

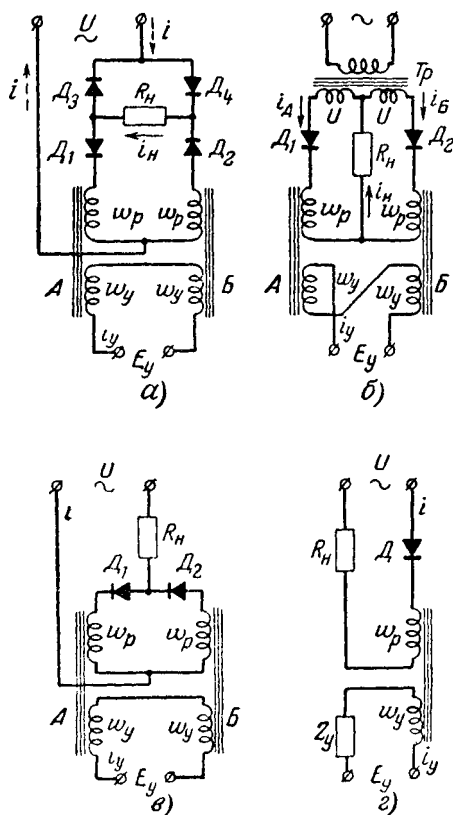


Рис. 3. Основные схемы магнитных усилителей с внутренней обратной связью или самонасыщением.

тие «внутренняя обратная связь» имеет смысл лишь при сравнении данного типа усилителей с усилителями без обратной связи [Л. 1] или с внешней обратной связью. В прочих случаях можно считать, что основным элементом усилителя является сердечник с рабочей обмоткой, включенной последовательно с диодом (рис. 3,г), и вообще не говорить о какой-либо обратной связи. Именно так мы и поступим в дальнейшем.

Магнитные усилители, выполненные по схемам рис. 3, принято называть *усилителями с самонасыщением*. Этот термин выбран потому, что, как будет показано ниже, однополупериодный выпрямленный (пульсирующий) ток в рабочих обмотках ω_p усилителя стремится насытить сердечники усилителя даже при отсутствии сигнала на его входе. Это явление имеет место и в схеме рис. 1,а с внешней обратной связью при $\omega_{o.c} = \omega_p$ и в схеме рис. 2,б. Однако термин «магнитный усилитель с самонасыщением» на практике используется только для усилителей с внутренней обратной связью, осуществляемой по схемам рис. 3.

В усилителях, выполняемых на двух (или больше) сердечниках, могут применяться либо отдельные для каждого сердечника обмот-

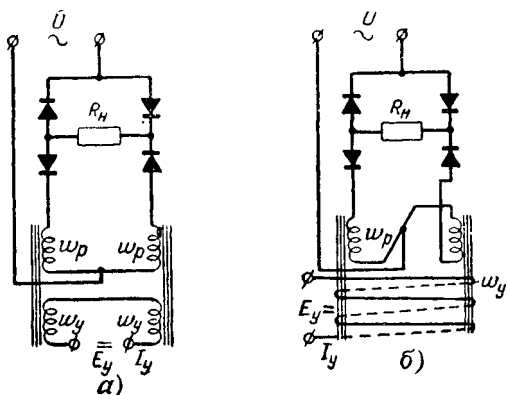


Рис. 4.

ки управления ω_y , соединяемые последовательно (рис. 3 и 4,а), либо одна общая обмотка управления, охватывающая два (или больше) сердечника (рис. 4,б). Общие обмотки управления применяются преимущественно для усилителей малой и средней мощности, где они позволяют уменьшить габариты и вес усилителя, расход меди и потери в цепи управления. Для мощных усилителей применение общих обмоток управления обычно невыгодно, так как оно приводит к ухудшению условий охлаждения и усложняет изготовление усилителя. Электрические же характеристики магнитного усилителя практически не зависят от того, применяются ли отдельные обмотки или одна общая обмотка управления. Поэтому схемы а и б на рис. 4 эквивалентны друг другу. В этих схемах предполагается, что начала всех обмоток расположены сверху, а концы — снизу. Часто для упрощения графического изображения схемы усилителя вводят условное обозначение начал обмоток точкой. В дальнейшем для большей наглядности будем, как правило, изображать магнитные усилители с отдельными обмотками управления, что, однако, не исключает применения общих обмоток в самом усилителе.

2. РАБОЧИЕ ПОЛУПЕРИОДЫ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ С САМОНАСЫЩЕНИЕМ

Вследствие включения вентиля последовательно с каждой рабочей обмоткой ω_p усилителя с самонасыщением (рис. 3) напряжение сети оказывается приложенным к этой обмотке лишь в течение одного полупериода, который назовем *рабочим полупериодом*. В рабочем полупериоде изменение магнитного состояния ненасыщенного сердечника практически происходит под действием одного лишь напряжения сети в соответствии с законом электромагнитной индукции, так как можно пренебречь падением напряжения на активном сопротивлении R цепи переменного тока по сравнению с напряжением $u_L = \omega_p \frac{d\Phi}{dt}$ на обмотке ω_p ненасыщенного сердечника.

В следующем полупериоде вентиль как бы отсекает источник питания от обмотки ω_p рассматриваемого сердечника и изменение его магнитного состояния происходит под влиянием напряжения, действующего в цепи управления усилителя. Поэтому этот полупериод может быть назван *управляющим*.

Такое разделение процессов, происходящих в магнитном усилителе с самонасыщением, на рабочие и управляющие полупериоды не только соответствует физике работы усилителя, но и удобно с точки зрения анализа и сравнения различных типов и схем усилителей, которые часто отличаются процессами, имеющими место только в одном из полупериодов — управляющем или рабочем.

Отметим, что в некоторых схемах рабочих и управляющих «полупериоды» имеют различную длительность. В этом случае можно пользоваться термином «полупериод» лишь условно.

В настоящей главе рассмотрим основные характеристики магнитных усилителей с самонасыщением при следующих допущениях: 1) сердечники усилителя имеют «прямоугольную» петлю гистерезиса, характеризуемую тем, что величина остаточной индукции B_r равна индукции насыщения B_s (рис. 5,а), т. е. при $B = B_r = B_s$ производная $\frac{dB}{dH} = 0$; 2) вентили имеют бесконечно большое обратное и постоянное прямое (R_B) сопротивление; 3) нагрузка — активная. Влияния различных отклонений от этих допущений будут выяснены в следующей главе.

В этом параграфе рассмотрим процессы, имеющие место в рабочих полупериодах усилителей с самонасыщением. Начнем с простейшей односердечниковой схемы рис. 3,г. В цепи управления этой схемы включено достаточно большое активное или индуктивное сопротивление Z_y , исключающее возможность появления в указанной цепи сколько-нибудь существенного переменного тока в результате наличия трансформаторной связи между обмотками ω_p и ω_y . В рабочем полупериоде для цепи нагрузки справедливо следующее дифференциальное уравнение:

$$\omega_p S \frac{dB}{dt} + Ri = u = U_m \sin \omega t, \quad (1)$$

где $u = U_m \sin \omega t$ — питающее напряжение (рис. 5,б); B — индукция в сердечнике; S — его площадь поперечного сечения, а $R = R_n + R_0 +$

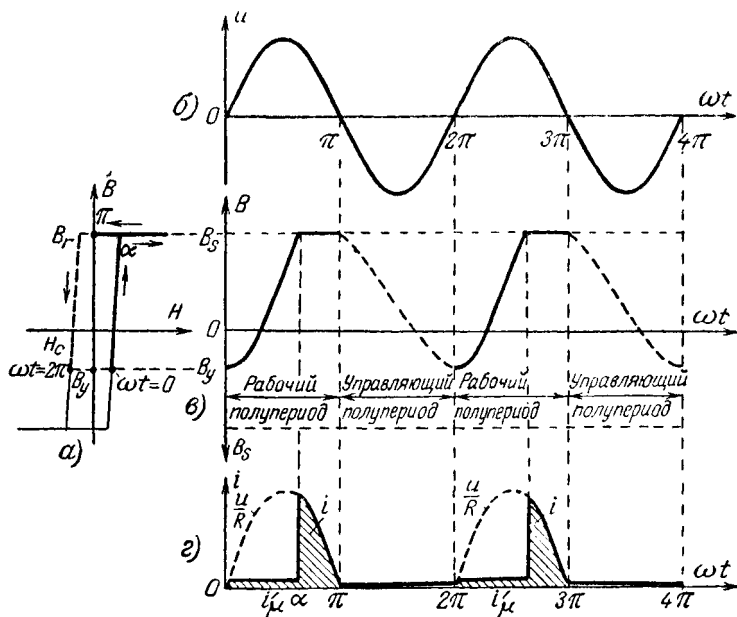


Рис. 5. Изменение во времени индукции и тока нагрузки в рабочем полупериоде усилителя по схеме рис. 3,а.

$+R_B$ — суммарное активное сопротивление рассматриваемой цепи, состоящее из сопротивлений нагрузки R_n , рабочей обмотки R_0 и вентиля R_B . До насыщения сердечника величина тока i определяется точно так же, как и для обычного трансформатора, формулой (см. [Л. 1, § 3])

$$i = i'_\mu = i_\mu + \frac{\omega_y}{\omega_p} i_y = \frac{Hl}{\omega_p} + \frac{\omega_y}{\omega_p} i_y, \quad (2)$$

где i_y — величина тока в обмотке управления ω_y усилителя, а $i_\mu = \frac{Hl}{\omega_p}$ — намагничивающий ток, создающий напряженность поля H ,

необходимую для получения заданного значения индукции сердечника. В дальнейшем для краткости суммарный ток, определяемый формулой (2), мы будем называть намагничивающим током. До насыщения сердечника усилителя обычно можно без существенной погрешности пренебречь влиянием активного падения напряжения Ri и принять, что все питающее напряжение приложено непосредственно к обмотке ω_p . Интегрируя уравнение (1) при таком допущении, находим, что индукция в сердечнике изменится под действием питающего напряжения по следующему закону:

$$B = B_y + B_m (1 - \cos \omega t), \quad (3)$$

где

$$B_m = \frac{U_m}{\omega \alpha_p S}, \quad (4)$$

а B_y — значение индукции в сердечнике к началу рабочего полупериода, т. е. при $t=0$.

На рис. 5,б сплошной линией показано изменение магнитной индукции в рабочем полупериоде. Индукция увеличивается в соответствии с формулой (3) до тех пор, пока не будет достигнута индукция насыщения B_s при $\omega t = \alpha$. Подставляя в (3) значение $B = B_s$ и $\omega t = \alpha$, находим

$$\cos \alpha = 1 - \frac{B_s - B_y}{B_m}. \quad (5)$$

Угол α , при котором индукция становится равной B_s называют *углом насыщения* сердечника.

После насыщения сердечника первая слагающая в левой части уравнения (1) обращается в нуль, так как $\frac{dB}{dt} = 0$, и для тока нагрузки имеем:

$$i = \frac{U_m \sin \omega t}{R}. \quad (6)$$

Ток, определяемый этой формулой, протекает до $\omega t = \pi$ (рис. 5,в). При $\omega t > \pi$ изменяется полярность напряжения источника питания и диод D запирает цепь переменного тока до значения $\omega t = 2\pi$. В течение этого интервала магнитная индукция под действием сигнала изменится от B_s до своего исходного значения B_y , т. е. имеет место управляющий полупериод. Затем снова наступает рабочий полупериод и т. д. Характер изменения индукции в управляющем полупериоде показан на рис. 5,б совершенно условно пунктиром. Более подробно законы изменения индукции в управляющем полупериоде будут рассмотрены в следующих параграфах.

Среднее значение тока нагрузки

$$I_n = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi i d\omega t = \frac{1}{2\pi} \int_0^\alpha i'_\mu d\omega t + \frac{1}{2\pi} \int_\alpha^\pi \frac{U_m \sin \omega t}{R} d\omega t. \quad (7)$$

Интегрируя, находим:

$$I_n = I_\mu + 0,5 \frac{U_m}{\pi R} (1 + \cos \alpha), \quad (8)$$

где I_μ — составляющая тока нагрузки, обусловленная намагничивающим током i'_μ , протекающим в обмотке w_p до насыщения сердечника. Пренебрегая этим током и заменяя $\cos \alpha$ согласно (5), находим для среднего значения тока нагрузки

$$I_n = 0,5 \frac{U_m}{\pi R} \left(2 - \frac{B_s - B_y}{B_m} \right). \quad (9)$$

Формула (9) справедлива и для двухполупериодных схем рис. 3, если увеличить правую часть вдвое.

Эта формула показывает, что величина тока (или напряжения) на выходе магнитного усилителя с самонасыщением зависит лишь от значения индукции B_y к началу рабочего полупериода и не зависит от процесса установления этой индукции (B_y) в управляющем полупериоде.

Если выбрать напряжение источника питания так, чтобы получить $B_m = B_s$, то формула (9) упрощается и применительно к двухполупериодным схемам принимает следующий вид:

$$I_n = \frac{U_m}{\pi R} (1 + \cos \alpha) = \frac{U_m}{\pi R} \left(1 + \frac{B_y}{B_s} \right). \quad (10)$$

Если цепь управления усилителя с самонасыщением разомкнуть, то в управляющем полупериоде его индукция не будет изменяться, а сохранит значение, достигнутое к концу рабочего полупериода. Так как в рабочем полупериоде индукция сердечника может только увеличиваться, то в конечном счете за один или несколько рабочих полупериодов она достигнет значения индукции насыщения (B_s), после чего прекратится всякое изменение индукции и сердечник останется насыщенным в течение всех последующих рабочих полупериодов. При этом $B_y = B_s$ и ток I_n на выходе усилителя достигает своего максимального значения. Таким образом, оказывается оправданным название «усилитель с самонасыщением».

В [Л. 1] было установлено, что магнитный усилитель без обратной связи является по существу источником тока, так как при заданном значении тока управления I_y среднее значение тока на выходе усилителя мало зависит от сопротивления нагрузки или величины питающего напряжения. Из формул (8)–(10) видно, что магнитные усилители с самонасыщением являются источниками напряжения. Действительно, пренебрегая величиной намагничивающего тока I_μ в формуле (8), находим, что напряжение на выходе усилителя $U_r = I_n R$ не зависит от сопротивления нагрузки и однозначно определяется углом насыщения α сердечников или индукцией B_y , устанавливающейся в сердечниках в управляющих полупериодах под действием входного сигнала. Иными словами, можно рассматривать усилитель с самонасыщением как генератор напряжения, среднее значение которого определяется из (8) или (9) и равно

$$U_r = I_n R = U_{r, \max} \frac{1 + \cos \alpha}{2} = U_{r, \max} \left(1 - \frac{B_s - B_y}{2B_m} \right), \quad (11)$$

где $U_{r, \max}$ — среднее значение питающего напряжения усилителя.

В случае однополупериодного усилителя (рис. 3,2) $U_{r, \max} = \frac{U_m}{\pi}$, а

для двухполупериодных усилителей $U_{r, \max} = \frac{2}{\pi} U_m$. Максимальная

мощность на выходе усилителя, очевидно, достигается, когда сопротивление нагрузки R_n равно внутреннему сопротивлению $R_i = R_0 + R_n$ генератора-усилителя.

Напряжение непосредственно на нагрузке ($U_n = I_n R_n$) равно

$$U_n = \frac{R_n}{R} U_r = \eta U_r = U_{n, \max} \frac{1 + \cos \alpha}{2}, \quad (11')$$

где $\eta = R_n/R$ — к. п. д. цепи нагрузки, равный отношению сопротивления нагрузки к полному сопротивлению выходной цепи усилителя.

Уравнение (11) может быть переписано еще в следующем виде:

$$U_r = U_{r, \max} - U_L, \quad (11'')$$

где

$$U_L = \frac{1}{\pi} \int_0^\alpha U_m \sin \omega t \, d\omega t = U_{r, \max} \frac{1 - \cos \alpha}{2} = U_{r, \max} \left(\frac{B_s - B_y}{2B_m} \right)$$

— среднее значение индуктивного падения напряжения на обмотке ω_p усилителя в рабочем полупериоде.

Формула (11'') показывает, что действие магнитных усилителей с самонасыщением по существу основано на том, что усиливаемый сигнал путем изменения величины индукции B_y к концу управляющего полупериода изменяет ту часть (U_L) напряжения источника питания, которая «поглощается» рабочей обмоткой сердечника, т. е. которая затрачивается на изменение индукции от B_y до B_s и насыщение сердечника в рабочем полупериоде. Остающаяся после этого часть питающего напряжения U_r поступает на нагрузку.

3. УПРАВЛЯЮЩИЕ ПОЛУПЕРИОДЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ВХОД — ВЫХОД ДВУХПОЛУПЕРИОДНОГО УСИЛИТЕЛЯ С МАЛЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ В УПРАВЛЯЮЩЕЙ ЦЕПИ

Рассмотрим процессы, происходящие в цепи управления магнитного усилителя, выполненного по схеме рис. 3,а. При этом примем, что в первом полупериоде питающего напряжения ($0 \leq \omega t \leq \pi$) для сердечника A имеет место рабочий полупериод, а для сердечника B — управляющий полупериод. Параметры, относящиеся к соответствующим сердечникам, обозначим индексами A и B .

В первом полупериоде изменение индукции в сердечнике A описывается формулой (3):

$$B_A = B_{yA} + B_m (1 - \cos \omega t). \quad (12)$$

Эта индукция наводит в обмотке управления сердечника A соответствующую э. д. с. e_A , которая складывается с напряжением сигнала E_y . Для цепи управления справедливо следующее дифференциальное уравнение:

$$\omega_y S \frac{dB_A}{dt} + \omega_y S \frac{dB_B}{dt} + R_y i_y = E_y. \quad (13)$$

В установившемся режиме магнитная индукция сердечника A изменяется от значения B_{yA} при $\omega t = 0$ до B_s в первом (рабочем)

полупериоде и снова до B_{yA} при $\omega t = 2\pi$, т. е. к концу следующего (управляющего) полупериода, в то время как индукция сердечника B изменяется от B_s при $\omega t = 0$ до $B_{yB} = B_{yA}$ в первом (управляющем) полупериоде и снова до B_s во втором (рабочем) полупериоде (рис. 6,б). Поэтому если для установившегося режима интегрировать уравнение (13) в пределах от $\omega t = 0$ до $\omega t = 2\pi$, то интегралы от первых двух слагающих в левой части уравнения обратятся в нуль и получим:

$$E_y = R_y \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_y d\omega t = R_y I_y, \quad (14)$$

где I_y — постоянная составляющая тока управления.

В настоящем параграфе рассмотрим практически важный случай, когда сопротивление цепи управления R_y (активное сопротивление обмоток управления) настолько мало, что можно пренебречь активным падением напряжения $R_y i_y$ на этом сопротивлении по

сравнению с э. д. с. $e_A = \omega_y S \frac{dB_A}{dt}$, индуктируемой в обмотке ω_y

сердечника A в интервале $0 \leq \omega t \leq \alpha$, т. е. до насыщения этого сердечника. Из уравнения (14) видно, что с таким же основанием можно пренебречь влиянием напряжения сигнала E_y на процесс перемagnetизирования сердечника B в этом интервале. Напряжение E_y по существу компенсирует активное падение напряжения на сопротивлении R_y . В пределе, если $R_y \rightarrow 0$, то и $E_y \rightarrow 0$.

Таким образом, при сделанном допущении уравнение (13) в интервале $0 \leq \omega t \leq \alpha$ принимает следующий вид:

$$\frac{dB_A}{dt} + \frac{dB_B}{dt} = 0.$$

Интегрируя и подставляя начальное условие (при $t = 0$ индукция $B_B = B_s$), находим, учитывая (12):

$$B_B = B_s - B_m(1 - \cos \omega t). \quad (15)$$

В момент насыщения сердечника A при $\omega t = \alpha$ индукция в сердечнике B достигает значения, которое, учитывая формулу (5), равно

$$B_{yB} = B_s - B_m(1 - \cos \alpha) = B_{yA}.$$

В оставшейся части управляющего полупериода ($\alpha \leq \omega t \leq \pi$) для цепи управления справедливо уравнение

$$\omega_y S \frac{dB_B}{dt} + R_y i_y = E_y.$$

Вследствие принятого допущения о весьма малом значении R_y , а следовательно, и E_y индукция B_B в этом интервале практически не изменяется и остается равной B_{yB} (рис. 6,б).

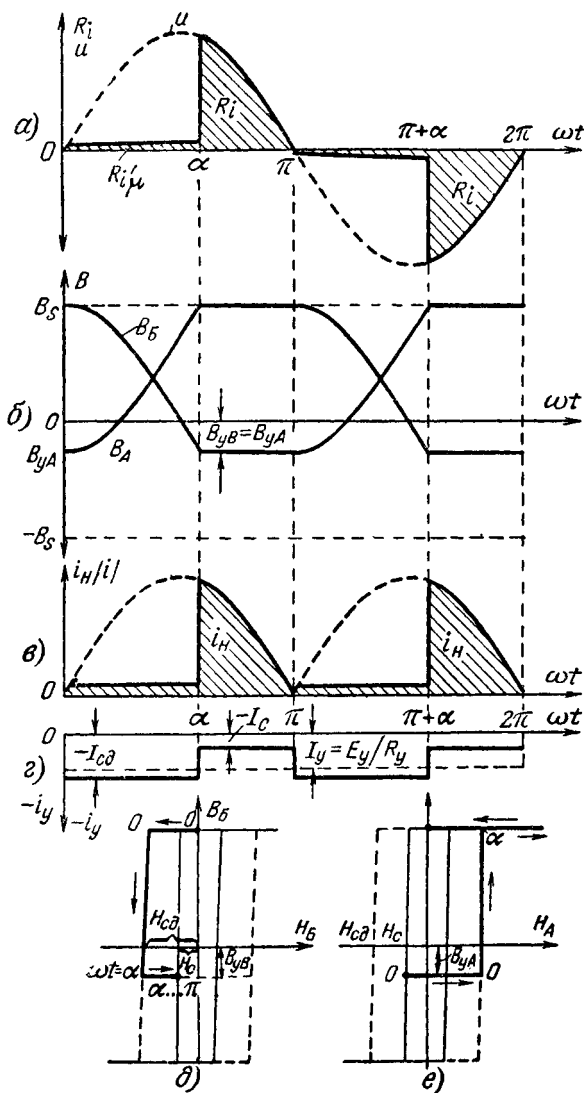


Рис. 6. Диаграммы напряжений, индукций и токов в двухполупериодных усилителях по схемам рис. 3 при малом сопротивлении цепи управления.

Для нахождения характеристики вход — выход $I_n = f(I_y)$ и коэффициентов усиления магнитного усилителя необходимо определить среднее значение тока управления в зависимости от угла насыщения α или величины индукции $B_y = B_{yA} = B_{yB}$ в конце управляющего полупериода, а затем из полученного выражения и (10) исключить α или B_y .

При определении значения тока i_y в интервале $0 \leq \omega t \leq \alpha$ необходимо исходить не из статической петли гистерезиса, соответствующей весьма медленному перемагничиванию сердечника, а из динамической петли гистерезиса, которая всегда шире статической петли вследствие наличия в сердечнике дополнительных потерь на магнитную вязкость и вихревые токи. Ниже для выяснения влияния различных факторов на характеристику вход — выход магнитного усилителя с самонасыщением примем, что как статическая, так и динамическая петли гистерезиса имеют прямоугольную форму. На рис. 6, *д* и *е* сплошными линиями изображена статическая петля гистерезиса с коэрцитивной силой H_c , а пунктирными — динамическая петля гистерезиса с коэрцитивной силой H_{cd} при изменении индукции по синусоидальному закону $B_m \cos \omega t$. Приведенные петли гистерезиса находятся в достаточно хорошем качественном соответствии с петлями гистерезиса таких сплавов, как 50НП и др., при не слишком сильном поверхностном эффекте [Л. 2].

На рис. 6, *в* показано изменение во времени тока нагрузки, а на рис. 6, *г* — тока управления. В интервале $0 \leq \omega t \leq \alpha$ при изменении индукции B_B согласно (14) изменение магнитного состояния сердечника от B_s до B_{yB} происходит по нисходящей ветви динамической петли гистерезиса (рис. 6, *д*) и величина тока в цепи управления определяется формулой

$$i_y = \frac{H_y l}{\omega_y} = -\frac{l}{\omega_y} \left(H_{cd} - \frac{B_B}{\mu_d \mu_0} \right), \quad (16)$$

где $H_y = -(H_{cd} - B_B / \mu_d \mu_0)$ — напряженность поля, необходимая для получения заданного значения индукции B на динамической петле гистерезиса; μ_d — дифференциальная магнитная проницаемость на динамической петле гистерезиса $\left(\mu_d = \frac{dB}{\mu_0 dH} \right)$, где μ_0 — магнитная постоянная, равная $0,4\pi \cdot 10^{-6} \text{ Зн/м}$.

В интервале $\alpha \leq \omega t \leq \pi$ ток управления определяется формулой

$$i_y = i_{y0} = -\frac{l}{\omega_y} \left(H_c - \frac{B_{yB}}{\mu_d \mu_0} \right) = \text{const}, \quad (17)$$

где μ — дифференциальная магнитная проницаемость на статической петле гистерезиса. Индукция B_B в интервале $\alpha \leq \omega t \leq \pi$ не изменяется, и ток i_y определяется величиной напряженности поля $(H_c - B_{yB} / \mu_d \mu_0)$ на статической петле гистерезиса.

Если величина H_{cd} существенно отличается от H_c , то составляющие $B_B / \mu_d \mu_0$ и $B_{yB} / \mu_d \mu_0$ в формулах (16) и (17) оказывают второстепенное влияние на характеристики вход — выход усилителей с малым сопротивлением в цепи управления. Поэтому для

получения более удобных для анализа выражений для случая малого сопротивления в цепи управления вместо (16) для интервала $0 \leq \omega t \leq \alpha$ примем

$$i_y = -\frac{H_{cd}l}{\omega_y} = -I_{cd}, \quad (18)$$

а вместо (17) для интервала $\alpha \leq \omega t \leq \pi$ примем

$$i_y = -\frac{H_cl}{\omega_y} = -I_c, \quad (19)$$

что соответствует $\mu_d = \mu = \infty$. В формулах (18) и (19) через I_{cd} и I_c обозначены значения тока управления, соответствующие динамической и статической коэрцитивным силам H_{cd} и H_c .

Исходя из (18) и (19), для постоянной составляющей тока управления находим:

$$I_y = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_y d\omega t = \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\alpha} \frac{-H_{cd}l}{\omega_y} d\omega t + \int_{\alpha}^{\pi} \frac{-H_cl}{\omega_y} d\omega t \right] = -I_c \left[1 + \frac{\alpha}{\pi} \left(\frac{H_{cd}}{H_c} - 1 \right) \right]. \quad (20)$$

Пренебрегая влиянием намагничивающего тока I_{μ} в цепи нагрузки, из (10) и (20) находим для характеристики вход-выход двухполупериодного усилителя:

$$\frac{I_n}{I_{n, \max}} = 0,5 (1 + \cos \alpha) = 0,5 \left[1 + \cos \pi \frac{1 + I_y/I_c}{H_{cd}/H_c - 1} \right], \quad (21)$$

где

$$I_{n, \max} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{U_m}{R} \quad (22)$$

— максимальное значение тока нагрузки.

Формула (21) справедлива лишь для значений $I_y \leq -I_c$. При $I_y \geq -I_c$ ток нагрузки $I_n = I_{n, \max}$. На рис. 7 приведены характеристики, вычисленные по формуле (21) для различных значений отношения H_{cd}/H_c . Видно, что при $H_{cd} = H_c$ усилитель имеет бесконечно большое усиление по току, если петля гистерезиса имеет действительно прямоугольную форму, т. е. если $\mu_d = \mu = \infty$.

На рис. 6,е показано изменение магнитного состояния сердечника A в рабочем периоде. Для „намагничивающего“ тока i'_{μ} в соответствии с формулой (2) имеем:

$$i'_{\mu} = \frac{H_{cd}l}{\omega_p} + \frac{\omega_y}{\omega_p} |i_y| = 2 \frac{H_{cd}l}{\omega_p}.$$

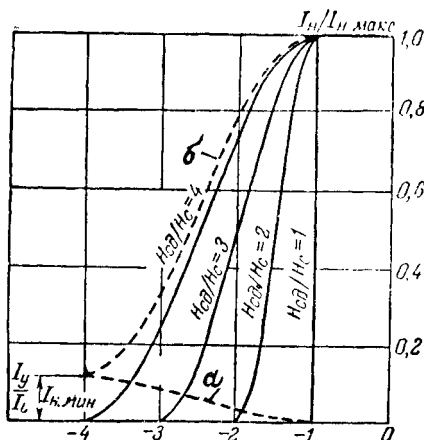


Рис. 7. Теоретические характеристики вход—выход магнитного усилителя в зависимости от отношения $H_{сд}/H_c$.

Его среднее значение за полупериод равно

$$I_{\mu} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\alpha} i'_{\mu} d\omega t = 2 \frac{\alpha}{\pi} \cdot \frac{H_{сд} l}{\omega_p}.$$

Подставляя значение $\alpha = \pi$, получаем минимальное значение тока на выходе усилителя:

$$I_{н.мин} = I_{\mu}(\alpha = \pi) = 2 \frac{H_{сд} l}{\omega_p} = 2 I_{сд} \frac{\omega_y}{\omega_p}.$$

При изменении входного сигнала от $I_y = -I_c$ до $I_y = -\frac{H_{сд} l}{\omega_y} = -I_{сд}$ ток нагрузки изменяется от $I_{н.макс}$ до $I_{н.мин}$.

Среднее значение коэффициента усиления по току для всей характеристики усилителя равно

$$K_{I_{ср}} = \frac{I_{н.макс} - I_{н.мин}}{I_{сд} - I_c} = \frac{2(K_{кр} - 1)}{(1 - H_c/H_{сд})} \cdot \frac{\omega_y}{\omega_p}, \quad (23)$$

где

$$K_{кр} = \frac{I_{н.макс}}{I_{н.мин}} = \frac{U_{н\omega_p}}{\pi R I_{сд}} = \frac{U_m}{\pi R I_{сд}} \cdot \frac{\omega_p}{\omega_y} \quad (24)$$

коэффициент кратности, показывающий, во сколько раз изменяется ток на выходе усилителя. Из (23) видно, что при данном отношении $H_{сд}/H_c$ коэффициент усиления по току растет пропорционально отношению чисел витков ω_y/ω_p и коэффициенту кратности $K_{кр}$.

На рис. 7 пунктирная кривая a изображает в совершенно условном масштабе зависимость среднего значения намагничивающего тока I_μ от входного сигнала I_y , а пунктирная кривая δ — соответствующий суммарный ток нагрузки $I_H = I_\mu + 0,5I_{H,\text{макс}}(1 + \cos \alpha)$ для случая, когда $H_{\text{сд}}/H_c = 4$.

В заключение отметим, что хотя все характеристики и выводы настоящего параграфа были получены для схемы рис. 3,а, они в одинаковой степени справедливы и для двух других двухполупериодных схем рис. 3 при условии малого сопротивления цепи управления.

4. ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЕЙ В ОБЛАСТИ ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

В предыдущем параграфе было установлено, что при прямоугольной форме динамической петли гистерезиса ток нагрузки имеет максимальное значение при $I_y = 0$. При отрицательном сигнале $I_y = -I_c$ ток нагрузки начинает уменьшаться и достигает своего минимального значения при $I_y = -I_{\text{сд}} = -I_c H_{\text{сд}}/H_c$. Если сделать ток управления еще более отрицательным, то ток нагрузки снова начнет расти.

Рассмотрим характеристики магнитного усилителя по схеме на рис. 3,а или 3,в для значений сигнала $I_y < -I_{\text{сд}}$ при тех же допущениях, что в § 3. При значениях сигнала $-I_{\text{сд}} < I_y \leq -I_c$ значение индукции в начале управляющего полупериода, например в сердечнике B , равно $+B_s$, а в конце управляющего полупериода $B_B = B_{yB} > -B_s$ (рис. 8). Однако когда $I_y < -I_{\text{сд}}$, индукция B_B в начале управляющего полупериода становится меньше $+B_s$ и достигает значения $-B_s$ до завершения управляющего полупериода. Изменение магнитного состояния сердечников при этом происходит, как это показано на рис. 8,а и б за один из полупериодов питающего напряжения.

В начале рабочего полупериода сердечника A (т. е. при $\omega t = 0$) его магнитная индукция $B_A = B_{yA} = -B_s$. Под действием питающего напряжения B_A повышается в соответствии с формулой (12). При этом величина тока нагрузки по-прежнему определяется формулой (2), т. е. через нагрузку протекает относительно небольшой намагничивающий ток i'_μ , показанный на рис. 8,в в интервале $0 \leq \omega t \leq \alpha$. Электродвижущая сила, индуктируемая в обмотке w_y сердечника A при изменении его индукции B_A , оказывается приложенной к обмотке w_y сердечника B и заставляет его индукцию B_B уменьшаться (рис. 8,2) от своего начального значения B_{yB} . Заменяя в формуле (14) B_s через B_{yB} , находим следующий закон изменения индукции B_B :

$$B_B = B_{yB} - B_m(1 - \cos \omega t). \quad (25)$$

Важно подчеркнуть, что теперь сердечник A уже не может насыщаться в своем рабочем полупериоде, так как при обычном вы-

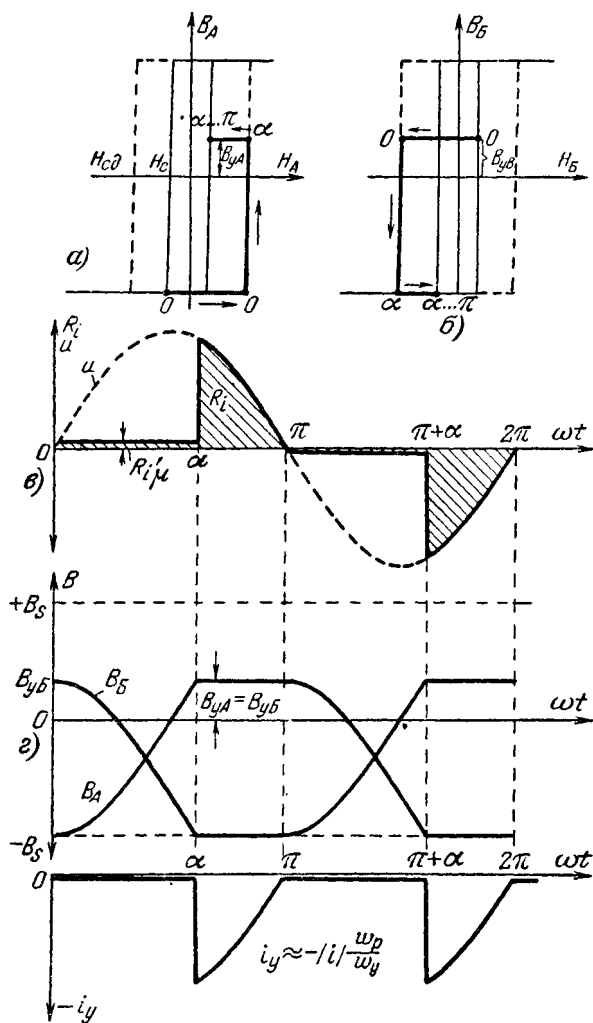


Рис. 8. Диаграммы напряжений, индукций и токов в двухполупериодных усилителях по схемам рис. 3 в области отрицательной обратной связи.

боре $B_m \leq B_s$ питающего напряжения хватает лишь на изменение индукции этого сердечника от $-B_s$ до $-B_s + 2B_m \leq +B_s$ за рабочий полупериод. Зато насыщается сердечник B в своем управляющем полупериоде. Действительно, при $\omega t = \alpha$ индукция этого сердечника B_B достигает значения отрицательной индукции насыщения $-B_s$ (рис. 8,з).

После насыщения сердечника B при $\omega t = \alpha$ обмотка w_y сердечника A оказывается замкнутой на весьма малое активное сопротивление R_y цепи управления и ток i в его рабочей обмотке w_p , равный току нагрузки, скачком возрастает до значения

$$i = \frac{U_m \sin \omega t}{R + R_y \frac{w_p^2}{w_y^2}} \approx \frac{U_m \sin \omega t}{R} \quad (26)$$

и продолжает изменяться по этому закону до тех пор, пока напряжение u не уменьшится до нуля при $\omega t = \pi$ (рис. 8,с). В формуле (26) величина $R_y w_p^2 / w_y^2$ представляет собой сопротивление цепи управления, приведенное к цепи нагрузки. В соответствии с принятым допущением о весьма малом значении R_y полагаем $R_y w_p^2 / w_y^2 \ll R$.

Начиная с $\omega t = \alpha$, индукция B_A ненасыщенного сердечника A не изменяется, вследствие того что его обмотка w_y оказывается практически замкнутой. Поэтому напряженность поля, создаваемая токами i и i_y в обмотках сердечника A , должна соответствовать его статической петле гистерезиса. Считая последнюю прямоугольной, имеем:

$$H_A = \frac{i w_p}{l} + \frac{i_y w_y}{l} = H_c. \quad (27)$$

На рис. 8,д показана форма кривой тока управления i_y , которая в интервале $\alpha \leq \omega t \leq \pi$ определяется формулой (27).

Для средних значений токов управления и нагрузки имеем соответственно:

$$I_y = \frac{1}{\pi} \int_0^{\alpha} \frac{-H_{cl} l}{w_y} d\omega t + \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} i_y d\omega t.$$

и

$$I_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{\alpha} i'_{\mu} d\omega t + \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} i d\omega t,$$

где в соответствии с формулой (2) для интервала от $\omega t = 0$ до $\omega t = \alpha$

$$i'_{\mu} = \frac{H_{cl} l}{w_p} + \frac{w_y}{w_p} i_y = 2 \frac{H_{cl} l}{w_p}.$$

Умножая уравнения для I_y и I_n соответственно на w_y и w_p , после их сложения получим с учетом (27):

$$I_n = \left[\frac{a}{\pi} (I_{cd} - I_c) + I_c - I_y \right] \frac{w_y}{w_p}, \quad (28)$$

где $I_c = \frac{H_c l}{w_y}$ и $I_{cd} = \frac{H_{cd} l}{w_y}$ — значения тока управления, соответствующие статической и динамической коэрцитивным силам.

Это уравнение относится к области, расположенной левее приведенных на рис. 7 характеристик, т. е. она справедлива лишь для

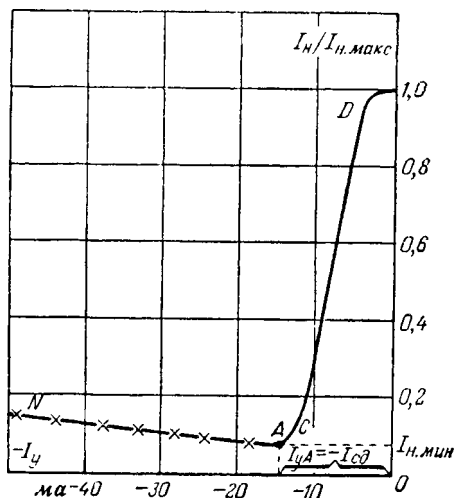


Рис. 9. Характеристика (AN) усилителя в области отрицательной обратной связи.

значений $I_y \leq -I_{cd}$. В этой области магнитный усилитель по существу работает как усилитель с отрицательной обратной связью и имеет небольшой, но достаточно стабильный коэффициент усиления по току

$$K_I = \left| \frac{dI_n}{dI_y} \right| \approx \frac{w_y}{w_p}, \quad (29)$$

который практически не зависит от величины питающего напряжения или сопротивления нагрузки.

На рис. 9 приведена полная характеристика вход—выход магнитного усилителя с самонасыщением. Участок, расположенный правее точки A, является основной рабочей областью магнитного усилителя и характеризуется наличием положительной обратной связи. Линейный участок, расположенный левее точки A, вычислен по формуле (28) и характеризуется наличием отрицательной обратной связи. На этот участок характеристики нанесены экспериментальные

точки, находящиеся в хорошем соответствии с теоретической кривой. В точке A магнитное поле сигнала полностью компенсирует магнитное поле обратной связи, создаваемое постоянной составляющей тока в обмотках w_p . Правее этой точки магнитное поле обратной связи превышает поле сигнала, а левее точки A оно меньше поля сигнала.

Характеристика усилителя в области отрицательной обратной связи (28) можно получить непосредственно из уравнения усилителя без обратной связи формальным преобразованием, не вникая в сущность процессов, имеющих место в усилителе. Действительно, если замкнуть вентили в схеме рис. 3, в, то получим усилитель без обратной связи, для которого учитывая параллельное соединение рабочих обмоток, справедливо уравнение [Л. 1]

$$I_n = I_{x.x} + \frac{2}{w_p} w_y |I_y|. \quad (30)$$

В случае сердечников с прямоугольной петлей гистерезиса минимальный ток нагрузки $I_{x.x}$ равен сумме намагничивающих токов обоих сердечников:

$$I_{x.x} = 2I_\mu = 2 \frac{H_{cd} l}{w_p} = 2I_{cd} \frac{w_y}{w_p}. \quad (31)$$

Введение отрицательной обратной связи по схеме рис. 3, в равносильно вычитанию из $w_y |I_y|$ ампер-витков обратной связи $I_n w_p / 2$, так как в создании обратной связи в каждой обмотке w_p участвует лишь половина тока нагрузки. Поэтому уравнение (30) для схемы рис. 3, в, учитывая (31), принимает следующий вид:

$$I_n = 2I_{cd} \frac{w_y}{w_p} + \frac{2}{w_p} \left(|I_y| w_y - \frac{I_n w_p}{2} \right).$$

Решая относительно I_n и учитывая, что $I_y < 0$, находим:

$$I_n = (I_{cd} - I_y) \frac{w_y}{w_p}. \quad (32)$$

Это выражение несколько отличается от (28), вследствие того что при формальном переходе от усилителя без обратной связи к усилителю с обратной связью не учитывалось изменение условий перемагничивания сердечников. Отметим, что уравнения (28) и (32) при $I_y = -I_{cd}$ ($\alpha = \pi$) дают одинаковые значения минимального тока

на выходе усилителя: $I_n = I_{n, \min} = 2I_{cd} \frac{w_y}{w_p}$.

5. УПРАВЛЯЮЩИЕ ПОЛУПЕРИОДЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ВХОД — ВЫХОД ПРИ БОЛЬШОМ СОПРОТИВЛЕНИИ В ЦЕПИ УПРАВЛЕНИЯ

Рассмотрим теперь схемы рис. 3 при таком большом активном или индуктивном сопротивлении в цепи управления, при котором можно считать, что в любой момент времени величина тока в этой

цепи однозначно определяется напряжением сигнала и не зависит от э. д. с., индуцируемых в обмотках ω_y усилителя:

$$i_y = I_y = \frac{E_y}{R_y + R_d},$$

где R_d — дополнительное сопротивление, включенное в цепи управления.

Рассмотрим сначала двухполупериодную схему рис. 3,в с выходом на переменном токе. В то время как для одного из сердечников (например, A) имеет место рабочий полупериод, в другом (B) имеет место управляющий полупериод. Несмотря на то, что теперь изменение индукции B_B в управляющем полупериоде происходит под действием одного лишь тока управления I_y , характер изменения B_B точно такой же, как в случае малого сопротивления цепи управления (см. § 3 и рис. 6,б). Действительно, в интервале $0 \leq \omega t \leq \alpha$, когда индукция B_A сердечника A изменяется от B_{yA} до B_s , к вентилю D_2 в схеме рис. 3,в приложено напряжение сети u в непроводящем направлении. Ток управления I_y заставляет индукцию B_B второго сердечника изменяться с такой скоростью, при которой э. д. с. e_L , индуцируемая в обмотке ω_B , становится по абсолютной величине равной питающему напряжению $u = U_m \sin \omega t$. Индукция B_B не может изменяться в рассматриваемом интервале с большой скоростью, так как в таком случае э. д. с. e_L , индуцируемая в обмотке ω_B сердечника B , по абсолютной величине становится больше $u = U_m \sin \omega t$ и отпирает вентиль D_2 , вследствие чего через обмотку ω_B сердечника B пройдет ток, замедляющий изменение индукции B_B в такой степени, что практически e_L окажется равной $-U_m \sin \omega t$. Этот ток замыкается по цепи, образуемой двумя обмотками ω_B и обоими диодами.

После насыщения сердечника A все напряжение питания в интервале $\alpha \leq \omega t \leq \pi$ практически оказывается приложенным к нагрузке R_H и запирающее напряжение на диоде D_2 , равное активному падению напряжения на диоде D_1 в проводящем направлении и на сопротивлении обмотки ω_B сердечника A , уменьшается до ничтожной величины. Поэтому даже при относительно малой скорости изменения индукции B_B в обмотке ω_B сердечника B уже индуцируется э. д. с. e_L достаточной величины, чтобы отпереть диод D_2 . Через обмотку ω_B сердечника B проходит ток, трансформируемый из цепи управления, который практически не дает возможности изменяться индукции B_B в интервале $\alpha \leq \omega t \leq \pi$. Таким образом, в схеме рис. 3,в с выходом на переменном токе характер изменения индукции сердечников в управляющих полупериодах (рис. 6,б) практически не зависит от сопротивления цепи управления. В обоих случаях изменение магнитного состояния сердечников в управляющем полупериоде происходит по одинаковым динамическим петлям гистерезиса, изображенным соответственно на рис. 10,а и б.

Однако если при малом сопротивлении цепи управления величина тока i_y в этой цепи может уменьшаться в интервале $\alpha \leq \omega t \leq \pi$, когда индукция не изменяется, то при большом сопротивлении в цепи управления такого уменьшения не может происхо-

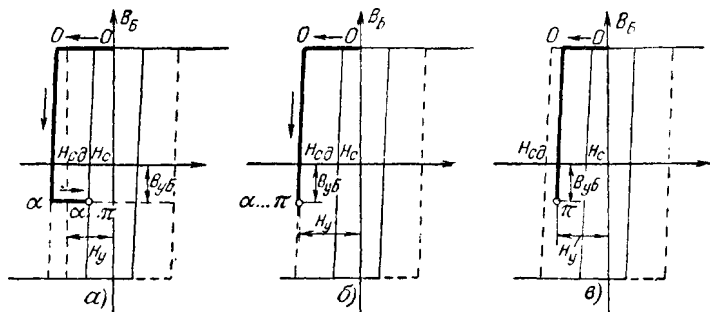


Рис. 10. Характер изменения магнитного состояния сердечника в управляющем полупериоде ($0 \leq \omega t \leq \pi$).

а — для схемы рис. 3,в при малом сопротивлении цепи управления; *б* — для той же схемы при большом сопротивлении цепи управления; *в* — для схем рис. 3,а, б и г при большом сопротивлении цепи управления.

доть. В последнем случае величина тока управления I_y , соответствующая какому-либо значению $B_{yB} = B_y$, определяется непосредственно из формулы (16), если подставить $B_B = B_{yB} = B_y$:

$$I_y = -\frac{l}{\omega_y} \left(H_{сд} - \frac{B_y}{\mu_d \mu_0} \right). \quad (33)$$

Из (10) и (33) получаем для характеристики вход—выход усилителей по схеме рис. 3,в с большим сопротивлением в цепи управления следующее выражение:

$$\frac{I_n}{I_{н.макс}} = 0,5 \left[1 + \frac{\mu_d \mu_0}{B_s} \left(\frac{\omega_y I_y}{l} + H_{сд} \right) \right], \quad (34)$$

которое справедливо для значений

$$-H_{сд} - \frac{B_s}{\mu_d \mu_0} < \frac{\omega_y I_y}{l} < -H_{сд} + \frac{B_s}{\mu_d \mu_0}.$$

Из этого выражения видно, что коэффициент усиления по току

$$K_I = \frac{dI_n}{dI_y} = \frac{0,5 \omega_y I_{н.макс} \mu_d \mu_0}{B_s l} \quad (35)$$

прямо пропорционален μ_d и практически не зависит от отношения $H_{сд}/H_c$, как это имеет место при малом сопротивлении цепи управления.

На рис. 11 построены теоретические характеристики вход—выход магнитного усилителя по схеме рис. 3,в, вычисленные по формулам (21) и (34) для следующих типичных параметров сердечников из сплава 50НП: $B_s = 1,5 \text{ тл}$; $\mu_d = 5 \cdot 10^5$; $H_c = 20 \text{ а/м}$ и $H_{сд} = 40 \text{ а/м}$. Видно, что при большом сопротивлении в цепи управ-

ления характеристика усилителя (кривая 2) оказывается сдвинутой влево и имеет большую крутизну (большее усиление по току), чем в случае малого сопротивления цепи управления (кривая 1).

Рассмотрим теперь остальные схемы рис. 3 при большом сопротивлении в цепи управления. В схемах рис. 3,а и б в отличие от схемы рис. 3,в обратное напряжение на диоде D_2 в управляющем полупериоде сердечника Б никогда не бывает меньше питающего напряжения ни до, ни после насыщения сердечника А при $\omega t = \alpha$. В течение всего управляющего полупериода односердечникового усилителя по схеме рис. 3,г обратное напряжение на диоде равно питающему напряжению. Поэтому в трех схемах рис. 3 с выходом на выпрямленном токе индукция может изменяться в течение всего управляющего полупериода, т. е. в течение более длительного интервала, чем для схемы на рис. 3,в. Для получения заданного изменения $B_y = B_{yB}$ к концу управляющего полупериода в этих трех схемах требуется меньшая скорость изменения индукции, чем для схемы рис. 3,в. Меньшей скорости изменения индукции соответствует и меньшая ширина динамической петли гистерезиса. Следовательно, для указанных трех схем требуется меньшее значение напряженности поля сигнала H_y (рис. 10,в) для получения заданного значения индукции B_{yB} , чем в схеме рис. 3,в. Следует ожидать поэтому, что характеристики схем рис. 3,а, б и г при большом сопротивлении в цепи управления займут промежуточное положение (пунктирная кривая 3 на рис. 11) между характеристиками усилителя по схеме рис. 3,в для большого (кривая 2) и малого (кривая 1) сопротивлений в цепи управления.

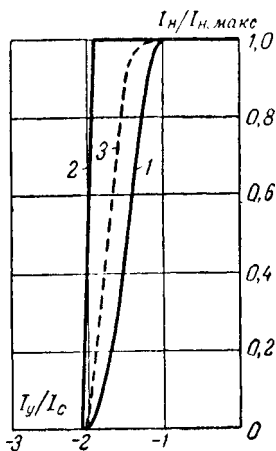


Рис. 11. Теоретические характеристики вход — выход без учета намагничивающего тока.

1 — для схем рис. 3,а, б и в при малом сопротивлении цепи управления; 2 — для схемы рис. 3,в при большом сопротивлении цепи управления; 3 — для схем рис. 3,а, б и г при большом сопротивлении цепи управления.

6. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ И ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЕЙ С САМОНАСЫЩЕНИЕМ

Характерной особенностью магнитных усилителей с самонасыщением является разделение во времени процесса изменения индукции сердечника под действием сигнала (управляющий полупериод) и процесса «опроса» сердечника (рабочий полупериод), при котором на выход усилителя выдается с опозданием на полупериод напряжение, соответствующее уровню намагниченности сердечника, достигнутому в предыдущем (управляющем) полупериоде. При этом от полупериода к полупериоду имеет место дискретный (т. е. скач-

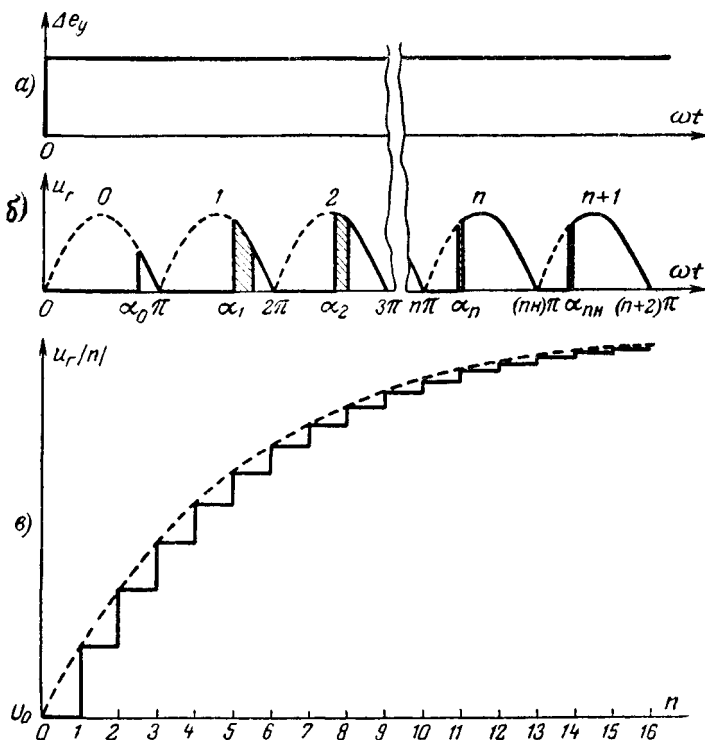


Рис. 12. Дискретный характер изменения выходного напряжения магнитного усилителя в переходном процессе.

кообразный) характер изменения среднего значения напряжения или тока на выходе усилителя, показанный на рис. 12,б, где приведена диаграмма напряжения u_r на выходе усилителя по схеме рис. 3,а в переходном процессе, возникающем после скачкообразного изменения входного сигнала e_y (рис. 12,а). На рис. 12,б приращение выходного напряжения усилителя u_r за один полупериод заштриховано. С каждым новым полупериодом питающего напряжения уменьшается очередное приращение выходного напряжения до тех пор, пока не достигается установившееся значение этого напряжения.

Обозначим через $u[n]$, $u_r[n]$, $i_n[n]$, $e_y[n]$ и $i_y[n]$ соответственно средние значения питающего напряжения, выходного напряжения, тока нагрузки, напряжения сигнала и тока управления в n -м полупериоде, где

$$u[n] = \frac{1}{\pi} \int_{n\pi}^{(n+1)\pi} U_m \sin \omega t \, d\omega t; \quad (36)$$

$$u_r[n] = \frac{1}{\gamma_1} u_n[n] = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha_n}^{(n+1)\pi} U_m \sin \omega t \, d\omega t; \quad (37)$$

.....

$$i_y[n] = \frac{1}{\pi} \int_{n\pi}^{(n+1)\pi} i_y \, d\omega t. \quad (38)$$

На рис. 12,в показана зависимость $u_r[n] = f(n)$, соответствующая переходному процессу, изображенному на рис. 12,б. При $n \rightarrow \infty$ получим $u_r[n] = U_r$, где U_r — установившееся значение выходного напряжения усилителя, определяемое формулой (11).

В установившемся режиме $e_y[n] = R_y i_y[n]$ (или $E_y = R_y I_y$). В переходных режимах это равенство нарушается. При этом по принципу действия магнитного усилителя приращение его выходного напряжения за один полупериод $u_r[n+1] - u_r[n]$ равно разности напряжений $e_y[n] - R_y i_y[n]$ в предыдущем полупериоде, приведенной к нагрузке. Действительно, интегрируя дифференциальные уравнения (13) в пределах n -го полупериода, получим:

$$\Delta B_A[n] + \Delta B_B[n] = \frac{\pi}{\omega S \omega_y} (e_y[n] - R_y i_y[n]), \quad (39)$$

где $\Delta B_A[n]$ и $\Delta B_B[n]$ — приращения индукции сердечников в рассматриваемом полупериоде.

Допустим, что для сердечника B имеет место рабочий полупериод, а для сердечника A — управляющий. Это означает, что индукция в сердечнике B изменяется от значения $B_y[n-1]$, достигнутого к концу предыдущего управляющего полупериода, до значения B_s и

$$\Delta B_B[n] = B_s - B_y[n-1], \quad (40)$$

а в сердечнике A — от значения B_s до $B_y[n]$, вследствие чего

$$\Delta B_A[n] = B_y[n] - B_s. \quad (41)$$

Величина $\Delta B_B[n]$ в соответствии с формулой (11) определяет величину выходного напряжения в n -м полупериоде:

$$u_r[n] = U_{r, \max} \left(1 - \frac{\Delta B_B[n]}{2B_m} \right), \quad (42)$$

или, учитывая (4),

$$u_r[n] = \frac{2\omega \omega_p S B_m}{\pi} \left(1 - \frac{\Delta B_B[n]}{2B_m} \right). \quad (43)$$

Величина $\Delta B_A[n]$ определяет величину выходного напряжения в следующем $(n+1)$ -м полупериоде, для которого из (4), (11) и (41) имеем:

$$u_r[n+1] = \frac{2\omega\omega_p S B_m}{\pi} \left(1 + \frac{\Delta B_A[n]}{2B_m} \right). \quad (44)$$

Подставляя значения $\Delta B_A[n]$ и $\Delta B_B[n]$ из (43) и (44) в (39), получим:

$$u_r[n+1] - u_r[n] = (e_y[n] - R_y i_y[n]) \frac{\omega_p}{\omega_y}, \quad (45)$$

что и требовалось доказать.

С другой стороны, если в усилителе нет замкнутых контуров, индуктивно связанных с цепью управления и вызывающих поэтому дополнительную задержку переходного процесса, то

$$u_n[n] = \eta u_r[n] = U_0 + K_U R_y i_y[n-1], \quad (46)$$

т. е. среднее значение тока управления в $(n-1)$ -м управляющем полупериоде $i_y[n-1]$ определяет величину напряжения нагрузки в n -м полупериоде $u_n[n]$ как в установившемся, так и в переходных режимах. В формуле (46) U_0 — начальное значение напряжения на выходе усилителя, а

$$K_U = \frac{\Delta U_n}{\Delta U_y} = \frac{R_n \Delta I_n}{R_y \Delta I_y} = \frac{R_n}{R_y} K_I \quad (47)$$

— коэффициент усиления по напряжению.

Совместное решение уравнений (45) и (46), которые называют разностными уравнениями, определяет выходное напряжение усилителя в переходном режиме при любом законе изменения сигнала и любых начальных условиях [Л.3]:

$$u_n[n] = \left(1 + \frac{1}{K_*} \right)^{-n} \left\{ u_n[0] - U_0 + U_0 \left(1 + \frac{1}{K_*} \right)^n + \right. \\ \left. + \eta \frac{\omega_p}{\omega_y} \sum_{m=0}^{n-1} \left(1 + \frac{1}{K_*} \right)^m e_y[m] \right\}. \quad (48)$$

Здесь

$$K_* = \frac{K_U \omega_y}{\eta \omega_p} \quad (49)$$

— коэффициент усиления по полному выходному напряжению (U_r), приведенный к одинаковому числу витков рабочей и управляющей обмоток [Л.4].

Найдем теперь из (43) переходный процесс при подаче постоянного сигнала E_y на вход усилителя (рис. 12,а). В этом случае

$e_y[n] = E_y$ при $n \geq 0$, а $u_n[0] = U_0$. Подставляя в уравнение (48) эти значения, находим:

$$u_n[n] = U_0 + K_U E_y \left[1 - \left(1 + \frac{1}{K_*} \right)^{-n} \right]. \quad (50)$$

Задавая n значения $0, 1, 2, 3 \dots$, легко построить шаг за шагом переходный процесс, показанный на рис. 12,в.

При одинаковых значениях K_* переходный процесс в магнитных усилителях протекает одинаково независимо от конструктивных особенностей и мощности усилителей. При этом чем меньше коэффициент усиления по напряжению K_* , тем скорее затухает переходный процесс. Однако во всех случаях независимо от величины K_* и сигнала E_y выходное напряжение усилителя в течение первого полупериода после изменения сигнала сохраняет свое первоначальное значение U_0 .

Отметим, что $\left(1 + \frac{1}{K_*} \right)^{-n}$ может быть представлено в следующем виде:

$$\left(1 + \frac{1}{K_*} \right)^{-n} = e^{-n \ln \left(1 + \frac{1}{K_*} \right)} = e^{-\frac{n}{\tau}}, \quad (51)$$

где τ — постоянная времени магнитного усилителя, измеряемая числом полупериодов питающего напряжения и определяемая формулой

$$\tau = \frac{1}{\ln \left(1 + \frac{1}{K_*} \right)} = \frac{1}{\ln \left(1 + \frac{\omega_p \eta}{\omega_y K_U} \right)}. \quad (52)$$

Поэтому уравнение переходного процесса (48) может быть записано в следующем виде:

$$u_n[n] = U_0 + K_U E_y (1 - e^{-\frac{n}{\tau}}). \quad (53)$$

Отметим, что если, как это часто имеет место, $\frac{\omega_p \eta}{\omega_y K_U} \ll 1$, то

$$\left. \begin{aligned} \ln \left(1 + \frac{\omega_p \eta}{\omega_y K_U} \right) &\approx \frac{\omega_p \eta}{\omega_y K_U} \\ \tau &\approx \frac{K_U \omega_y}{\eta \omega_p} = K_* \end{aligned} \right\} \quad (54)$$

При этом поскольку длительность переходного процесса много больше длительности полупериода питающего напряжения, часто пренебрегают запаздывание усилителя на полупериод и характеризуют его как инерционное звено, имеющее постоянную времени T . Величина последней, измеряемая в секундах, определяется

путем умножения τ на длительность полупериода питающего напряжения ($1/2f$):

$$T = \frac{\tau}{2f} = \frac{K_U \omega_y}{2f \eta \omega_p}. \quad (55)$$

Значения времени, соответствующие отдельным дискретным значениям n , определяются формулой $t = \frac{n}{2f}$. Подставляя это выражение в (53), т. е. заменяя n через $2ft$, получим обычное представление временной характеристики магнитного усилителя как инерционное звено без запаздывания:

$$u_n(t) = U_0 + K_U E_y \left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right). \quad (56)$$

Это уравнение по существу описывает огибающую дискретных значений выходного напряжения, показанную на рис. 12, в пунктиром, и соответствует передаточной функции вида

$$W(p) = \frac{\bar{u}_n(p)}{\bar{e}_y(p)} = K_U \frac{1}{1 + pT}. \quad (57)$$

Следует подчеркнуть, что при исследовании устойчивости замкнутых систем, содержащих магнитные усилители, учет запаздывания является обязательным даже в том случае, когда постоянная времени усилителя $T \gg \frac{1}{2f}$. В таких случаях следует исходить из общего уравнения (48) или воспользоваться следующей упрощенной передаточной функцией магнитного усилителя с учетом его запаздывания [Л. 2]:

$$W(p) = \frac{\bar{u}_n(p)}{\bar{e}_y(p)} = \frac{K_U e^{-\frac{p}{2f}}}{1 + pT}, \quad (58)$$

где T определяется формулой (55).

Исходя из уравнения (48), можно найти и частотные характеристики магнитного усилителя [Л. 4].

В заключение отметим, что установленная в настоящем параграфе связь между динамическими характеристиками магнитного усилителя и его коэффициентом усиления по напряжению K_U носит общий характер и справедлива для всех усилителей с самонасыщением. Формулы (52) и (55) могут быть использованы для практических расчетов. При этом следует принять во внимание, что если в магнитном усилителе имеется несколько управляющих цепей или какие-либо замкнутые контуры, индуктивно связанные с цепью управления, то постоянные времени магнитного усилителя τ и T определяются как сумма постоянных времени цепей управления и индуктивно связанных с ними контуров.

Например, если магнитный усилитель имеет N управляющих цепей, то вместо (52) для постоянной времени усилителя, измеряемой числом полупериодов питающего напряжения, имеем:

$$\tau = \sum_{j=1}^N \frac{1}{\ln \left(1 + \frac{\eta \omega_p}{\omega_{y j} K_{Uj}} \right)}, \quad (59)$$

где $\omega_{y j}$ — число витков обмотки и K_{Uj} — коэффициент усиления по напряжению управляющей цепи с индексом j .

Аналогичным образом вместо (55) для постоянной времени, измеряемой в секундах, получим:

$$T = \sum_{j=1}^N T_j \approx \frac{1}{2\eta f \omega_p} \sum_{j=1}^N K_{Uj} \omega_{y j}. \quad (60)$$

При этом выходное напряжение усилителя в операторной форме записывается в следующем виде:

$$\bar{u}_n(p) = \frac{e^{-\frac{p}{2f}} \sum_{j=1}^N K_{Uj} \bar{e}_{y j}(p)}{1 + p \sum_{j=1}^N T_j}. \quad (61)$$

7. ЗАПАЗДЫВАНИЕ ПРИ ПЕРЕХОДЕ ИЗ ОБЛАСТИ С ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ В ОБЛАСТЬ С ПОЛОЖИТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ ИЛИ ОБРАТНО

Допустим, что величина питающего напряжения магнитного усилителя такова, что амплитудное значение переменной составляющей индукции, определяемой формулой (4), меньше индукции насыщения ($B_m < B_s$). Это означает, что максимально возможное изменение индукции в рабочем полупериоде равно $2B_m$. Минимальное значение тока на выходе усилителя будет иметь место при таком сигнале I'_y на входе усилителя, при котором индукция в конце управляющего полупериода достигает значения $B_y = B_s - 2B_m$. Действительно, в этом случае из формулы (5) находим, что $\cos \alpha = -1$, а $\alpha = \pi$, т. е. сердечник усилителя будет насыщаться лишь в самом конце управляющего полупериода. Изменение магнитного состояния сердечника для этого случая показано на рис. 13,а жирной замкнутой линией, представляющей собой частный цикл гистерезиса. Изменение магнитного состояния на участке $0 \dots \pi$ происходит в течение рабочего полупериода, а на участке $\pi \dots 2\pi$ — в течение управляющего полупериода.

Если увеличить величину отрицательного сигнала на входе усилителя, то частный цикл, сохраняя неизменную высоту ($2B_m$), сместится вниз и при некотором сигнале $I''_y = \frac{II''_y l}{\omega_y}$ достигнет положения, показанного на рис. 13,б, характеризуемого тем, что те-

перь сердечник насыщается в самом конце управляющего полупериода при $\omega t = 2\pi$. Так как при переходе тока управления от значения $I'_y = \frac{H'_y l}{\omega y}$, соответствующего рис. 13,а, к значению I''_y ,

соответствующему рис. 13,б, сердечники усилителя не насыщаются, то ток на выходе усилителя практически не изменяется и сохраняет свое минимальное значение.

При сигнале $I_y > I'_y$ магнитный усилитель работает в области положительной обратной связи, а при $I_y < I''_y$ — в области отрица-

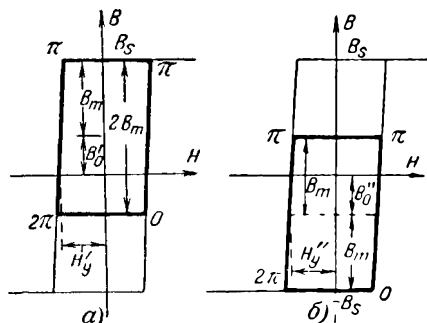


Рис. 13. Перемещение частных циклов гистерезиса при переходе из области положительной обратной связи в область отрицательной обратной связи.

тельной связи (см. § 4 и рис. 8). Для перехода из области с отрицательной обратной связью в область с положительной обратной связью (или обратно) среднее за период значение индукции, т. е. постоянная составляющая индукции сердечника B_0 , должна измениться на величину $\Delta B_0 = 2(B_s - B_m)$ от $B''_0 = -(B_s - B_m)$ при отрицательной обратной связи (рис. 13,б) до $B'_0 = B_s - B_m$ (рис. 13,а) при положительной обратной связи.

Изменение постоянной составляющей индукции B_0 происходит под действием постоянного напряжения сигнала E_y и может быть вычислено по формуле

$$2\omega_y S \frac{dB_0}{dt} + R_y I_y = E_y.$$

Интегрируя в пределах от $t=0$ до $t=T_3$, находим время, необходимое для перехода рабочего состояния усилителя из области отрицательной обратной связи в область положительной обратной связи (или обратно). Так как на стыке этих двух областей величина тока управления весьма мало изменяется при изменении B_0 , то можно полагать $I_y = I_{yA} = \text{const}$ (рис. 9); тогда

$$2\omega_y S \int_{-(B_s - B_m)}^{B_s - B_m} dB_0 + R_y I_{yA} \int_0^{T_3} dt = E_y \int_0^{T_3} dt,$$

откуда для времени перехода (времени задержки) имеем:

$$T_a = \frac{4\omega_y S (B_s - B_m)}{E_y - R_y I_{yA}}. \quad (62)$$

Отметим, что нередко в магнитном усилителе вводится смещение, для того чтобы при отсутствии сигнала на входе усилителя ток на его выходе имел минимальное значение (см. § 16). В этом случае в формулу (62) следует подставить $I_{yA} = 0$:

$$T_a = \frac{4\omega_y S (B_s - B_m)}{E_y}. \quad (63)$$

Если смещение выбрано так, что начальное магнитное состояние сердечников соответствует рис. 13,б, то после подачи сигнала E_y на вход усилителя напряжение U_n или ток I_n на его выходе в течение интервала T_a , определяемого формулой (63), не изменится. Лишь по истечении этого интервала частный цикл гистерезиса

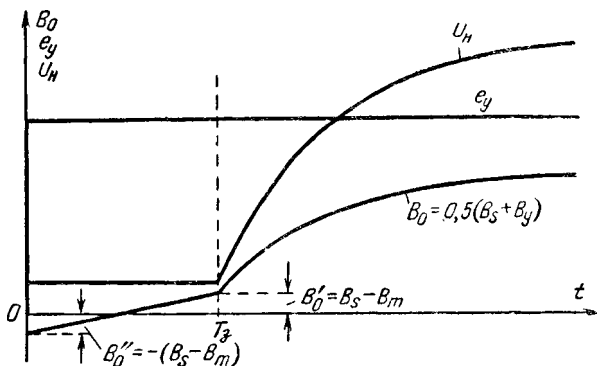


Рис. 14. Переходный процесс при наличии запаздывания, связанного с переходом из области с отрицательной обратной связью в область с положительной обратной связью.

от состояния, изображенного на рис. 13,б, перейдет в состояние, показанное на рис. 13,а, после чего дальнейший переходный процесс будет определяться формулой (53) или (56). На рис. 14 показан характер переходного процесса при наличии запаздывания T_a . Следует подчеркнуть, что запаздывание T_a имеет место всякий раз, когда изменение входного сигнала вызывает переход усилителя из области положительной обратной связи в область отрицательной обратной связи или обратно. При этом нередко величина T_a составляет большую часть общей длительности переходного процесса.

Из формулы (62) видно, что наиболее радикальным способом уменьшения запаздывания T_a является выбор $B_m \approx B_s$. Однако это не всегда оказывается возможным, в частности вследствие того, что при $B_m \approx B_s$ недопустимо повышается влияние колебаний пи-

тающего напряжения и температуры окружающей среды на характеристики усилителя, особенно на величину минимального значения тока нагрузки.

Пример. Магнитный усилитель выполнен по схеме рис. 3,а на тороидальных сердечниках типа ОЛ 32/45-10 (см. [Л. 1], табл. 3) из сплава 50НП толщиной 0,05 мм и имеет следующие параметры: $U=36$ в; $f=400$ гц; $S=0,52$ см² $=5,2 \cdot 10^{-5}$ м² (с учетом коэффициента заполнения $\eta_c=0,8$); $\omega_p=300$ витков; $\omega_y=100$ витков; $R_0+R_b=2$ ом; $R_{II}=26$ ом; $R_y=60$ ом. Для линейного участка характеристики вход—выход усилителя был получен коэффициент усиления напряжения $K_U=74$ (коэффициент усиления по мощности $K_p=12\,600$). Требуется определить динамические свойства усилителя.

По формуле (52) вычислим постоянную времени усилителя, выражаемую числом полупериодов питающего напряжения:

$$\tau = \frac{1}{\ln \left(1 + \frac{\omega_p \eta}{\omega_y K_U} \right)} \approx \frac{\omega_y K_U}{\omega_p \eta} = \frac{100 \cdot 74}{300 \frac{26}{26+2}} = 27 \text{ полупериодов}$$

Для постоянной времени в секундах имеем:

$$T = \frac{\tau}{2f} = \frac{27}{2 \cdot 400} = 0,034 \text{ сек.}$$

Найдем теперь запаздывание усилителя при переходе из области с отрицательной обратной связью в область с положительной обратной связью при подаче на вход усилителя сигнала E_y , соответствующего половине максимального напряжения на выходе усилителя. При наличии смещения, устанавливающего минимальное выходное напряжение усилителя при отсутствии входного сигнала, величина E_y , соответствующая $0,5 U_{н. макс}$, равна

$$E_y = \frac{0,5 U_{н. макс}}{K_U} = \frac{0,5 \eta U}{1,11 K_U} \approx 0,2 \text{ в.}$$

Вычислим

$$B_m = \frac{U}{4,44 f S \omega_p} = \frac{36}{4,44 \cdot 400 \cdot 5,2 \cdot 10^{-5} \cdot 300} = 1,3 \text{ тл.}$$

Теперь можно найти величину запаздывания из (63):

$$T_3 = \frac{4 \cdot 100 \cdot 5,2 \cdot 10^{-5} (1,5 - 1,3)}{0,2} = 0,021 \text{ сек.}$$

Очевидно, что при меньших значениях сигнала E_y запаздывание усилителя возрастает. Например, при $E_y = 0,1 E_{y. макс} \approx 0,04$ в получаем $T_3 \approx 0,1$ сек.

ХАРАКТЕРИСТИКИ РЕАЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ, МЕТОДЫ ИХ ОПРЕДЕЛЕНИЯ И ИЗМЕНЕНИЯ

8. ОСНОВНЫЕ ФАКТОРЫ, ВЛИЯЮЩИЕ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

В предыдущей главе были найдены основные соотношения в магнитных усилителях при следующих трех допущениях: 1) «прямоугольность» петли гистерезиса, характеризующая тем, что остаточная индукция B_r равна индукции насыщения; 2) бесконечно большое обратное сопротивление полупроводниковых диодов и 3) активная нагрузка. Даже при этих допущениях оказалось, что характеристики магнитных усилителей существенно зависят от соотношений динамических и статических петель гистерезиса, от сопротивления цепи управления и в отдельных случаях от схемы усилителя (см. § 5).

В качестве примера на рис. 15 приведены характеристики, полученные экспериментально для схем рис. 3, выполненных на одних и тех же тороидальных сердечниках из сплава 50НП толщиной 0,04 мм. Все характеристики соответствуют значениям $B_m = 1,4$ тл и $f = 50$ гц. Кривая 1 получена для схемы рис. 3,а при весьма малом сопротивлении цепи управления ($R_y \ll R\omega_y^2/\omega_p^2$), а кривая 3 — для той же схемы, но при большом сопротивлении цепи управления ($R_y \gg R\omega_y^2/\omega_p^2$). Кривая 2 получена для схемы рис. 3,б, также при весьма большом сопротивлении в цепи управления.

Сопоставление теоретических и экспериментальных характеристик, приведенных на рис. 11 и 15, показывает, во-первых, хорошее качественное соответствие между ними. Во-вторых видно, что даже для магнитных материалов толщиной 0,04 мм уже при частоте 50 гц динамическая петля гистерезиса существенно отличается от статической. Это также подтверждается прямыми магнитными измерениями динамической и статической петель гистерезиса.

Изменения толщины магнитного материала или частоты источника питания, вызывая соответствующие изменения динамической петли гистерезиса, существенно сказываются на характеристике вход—выход магнитного усилителя с самонасыщением. При изме-

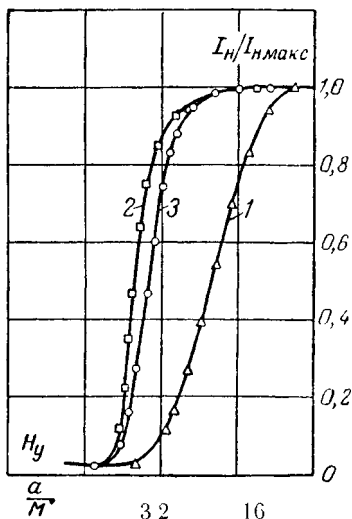


Рис. 15. Экспериментальные характеристики магнитных усилителей. 1 и 2 — для схемы рис. 3,а соответственно при малом и большом сопротивлении цепи управления; 3 — для схемы рис. 3,б при большом сопротивлении цепи управления.

нении толщины материала изменяется также статическая петля гистерезиса. Даже при фиксированных значениях толщины материала и частоты источника питания наблюдаются значительные изменения статических и динамических петель гистерезиса сердечников из данного сплава от плавки к плавке, а также в зависимости от условий их изготовления и отжига.

Указанное обстоятельство, а также сложная зависимость характеристики вход—выход усилителей с самонасыщением от характера

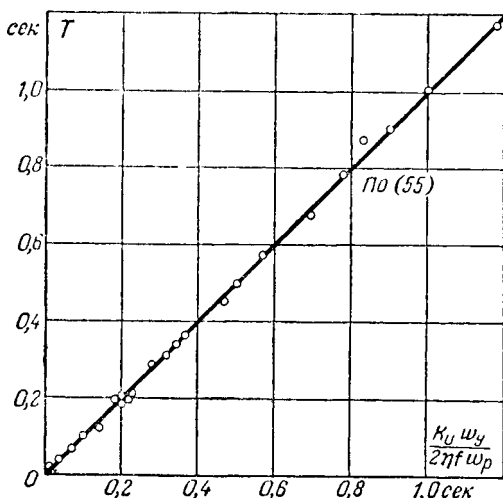


Рис. 16. Результаты измерений постоянной времени магнитных усилителей по схеме рис. 3,а.

статической и динамической петель гистерезиса сердечников делают практически невозможным теоретическое вычисление этих характеристик с точностью, достаточной для инженерных расчетов. Подобные теоретические расчеты обычно производятся лишь с целью выяснения характера влияния различных факторов на работу магнитных усилителей аналогично тому, как это было сделано в § 3 и 5.

Для расчета характеристик вход—выход магнитных усилителей с самонасыщением обычно пользуются характеристиками его сердечников, измеренными в условиях, близких к условиям работы сердечников в реальном усилителе. Методы измерения этих характеристик будут рассмотрены в § 10.

В реальных магнитных усилителях далеко не всегда соблюдаются те идеализированные условия, которые были приняты в предыдущей главе при теоретическом рассмотрении характеристик магнитных усилителей. Например, петля гистерезиса может отличаться от прямоугольной, обратное сопротивление диодов может оказаться относительно низким и (или) нагрузка может быть не чисто активной. Все эти отклонения от идеальных условий, как правило, существенно влияют на характеристики вход—выход магнитного усили-

теля. Прежде чем перейти к рассмотрению характера этого влияния, отметим следующее важное обстоятельство.

При любых изменениях формы петель гистерезиса сердечников, сопротивлений диодов, характера нагрузки, параметров цепи управления усилителя и других факторов, влияющих на характеристику вход—выход усилителя, его постоянная времени T (или τ) изменяется прямо пропорционально коэффициенту усиления по напряжению, т. е. формула (55) остается справедливой. Этот вывод подтверждается приведенными на рис. 16 результатами измерений постоянных времени T большого числа магнитных усилителей различной мощности, выполненных по схеме рис. 3а на сердечниках из различных сплавов, в том числе из 79НМ и Э310, не имеющих прямоугольной петли гистерезиса. В усилителях наряду с германиевыми и кремниевыми диодами использовались также селеновые выпрямители, имеющие относительно низкое обратное сопротивление. Усилители работали от источников питания с частотой 50 или 400 гц. Из рис. 16 видно, что экспериментальные точки практически лежат на теоретической прямой, соответствующей формуле (55).

Таким образом, мы можем ограничиться рассмотрением статических характеристик магнитных усилителей, т. е. характеристик вход—выход, которые в значительной степени определяют и динамические характеристики усилителя (см. § 6 и 7).

9. ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЯ ПРИ ПРОИЗВОЛЬНОЙ ФОРМЕ ПЕТЛИ ГИСТЕРЕЗИСА

Рассмотрим свойства магнитного усилителя, сердечники которого имеют петлю гистерезиса, изображенную на рис. 17а. Здесь сразу же можно сделать следующий вывод. Даже при отсутствии сигнала на входе усилителя ($I_y = 0$) в управляющем полупериоде, когда диод прерывает протекание тока в рабочей обмотке w_p , маг-

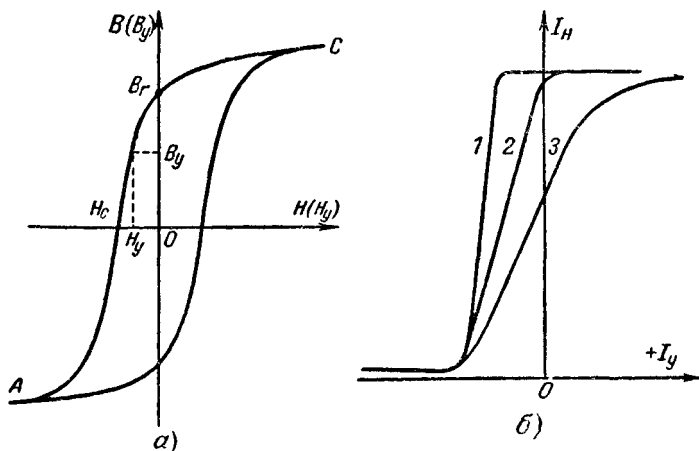


Рис. 17. Влияние формы петли гистерезиса на характеристику вход — выход магнитного усилителя.

нитная индукция уменьшается до значения остаточной индукции B_r , которая значительно меньше индукции насыщения B_s . Поэтому в следующем (рабочем) полупериоде часть питающего напряжения затрачивается на изменение индукции от B_r до значения, при котором сердечник практически насыщается, и напряжение (или ток) нагрузки не достигает своего максимального значения, как это имеет место в случае сердечника с прямоугольной петлей гистерезиса. При малом сопротивлении в цепи управления уже относительно небольшое отличие B_r от B_s приводит к тому, что вместо характеристики вход—выход, получаемой в случае «идеальной» прямоугольной петли гистерезиса, т. е. при $B_r = B_s$ (кривая 1 на рис. 17,б), получается более пологая характеристика (кривая 2 на рис. 17,б). Кривая 3 на рис. 17,б изображает характеристику усилителя для случая, когда петля гистерезиса сердечников имеет вид, показанный на рис. 17,а. Здесь не только наблюдаются дальнейшие уменьшения коэффициента усиления и начального значения тока на выходе усилителя, но и сокращение области, в пределах которой ток на выходе усилителя является практически линейной функцией входного сигнала.

Если в цепи управления усилителя включено большое активное или индуктивное сопротивление для переменного напряжения, наводимого в этой цепи, то характеристика вход—выход усилителя в значительной мере повторяет в другом масштабе нисходящую ветвь динамической петли гистерезиса сердечника (рис. 17,а). Действительно, в этом случае формулу (10) для тока нагрузки можно переписать в следующем виде:

$$I_n = \frac{U_m}{\pi R B_s} (B_s + B_y), \quad (64)$$

где B_y — величина индукции в сердечнике в конце управляющего полупериода, однозначно определяемая в рассматриваемом случае нисходящей ветвью петли гистерезиса, в частности ветвью A , H_c , B_r , C петли гистерезиса на рис. 17,а. Формула (64) показывает, что при большом сопротивлении в цепи управления можно построить приближенную характеристику усилителя $I_n = f(I_y)$ путем смещения нисходящей ветви динамической петли гистерезиса $B_y = f(H_y)$ вдоль оси ординат на величину B_s . При этом для перехода к токам тре-

буется лишь изменить масштабы по оси ординат в $\frac{U_m}{\pi R B_s}$ раз, а по оси абсцисс в l/ω_y раз.

10. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК СЕРДЕЧНИКОВ ДЛЯ УСИЛИТЕЛЕЙ С САМОНАСЫЩЕНИЕМ

Выше (§ 2 и 9) было установлено, что для построения характеристики вход—выход $I_n = f(I_y)$ или $U_n = f(I_y)$ магнитного усилителя с самонасыщением требуется знать зависимость $B_y = f(H_y)$ для его сердечников, определенную при таких же условиях перемагничивания, какие имеют место в магнитном усилителе. Зависимость $B_y = f(H_y)$ обычно называют характеристикой размагничивания сердечников, так как она определяет значение индукции B_y , до которого размагничиваются сердечники в управляющем полупериоде

после того, как они подвергались насыщению в рабочем полупериоде.

Соблюдение при измерении характеристики размагничивания $B_y = f(H_y)$ таких же условий, какие имеют место в магнитном усилителе, часто оказывается достаточно сложной задачей и приводит по существу к необходимости проведения измерений непосредственно в схеме усилителя характеристики вход—выход для исследуемых сердечников. Поэтому практическое применение получили две группы методов измерения характеристик сердечников, предназначенных для работы в усилителях с самонасыщением. К первой группе относятся методы, основанные на измерении чисто магнитных характеристик одиночных сердечников. Эти методы являются наиболее удобными с точки зрения контроля качества, сортировки и разбраковки серийно выпускаемых сердечников, так как они обеспечивают высокую производительность измерения и возможность проведения их без намотки многовитковых обмоток на сердечниках. Однако они не всегда обеспечивают достаточно хорошее соответствие между результатами измерений и характеристиками усилителя, выполненного на данных сердечниках. Поэтому находят применение также методы измерения второй группы, основанные на максимальном воспроизведении при измерениях условий перемагничивания сердечников, какие ожидаются в магнитном усилителе. С этой целью измерения нередко производятся одновременно для двух предварительно подобранных сердечников, имеющих близкие характеристики.

На рис. 18,а приведена одна из наиболее распространенных и удобных схем первой группы. В обмотку ω_p , которая может быть одновитковой, подается однополупериодный синусоидальный ток i_p . Амплитудное значение этого тока должно быть достаточным для практического насыщения сердечника, для чего создаваемая им максимальная напряженность поля H_m должна примерно в 5 раз превышать величину динамической коэрцитивной силы материала сердечника H_{cd} . В одновитковую обмотку ω_y подается постоянный ток I_y , создающий магнитное поле H_y , которое в интервалах, когда однополупериодный ток $i_p = 0$, размагничивает сердечник, заставляя его магнитную индукцию изменяться от значения B_m , соответствующего напряженности поля $H_m - H_y$, до значения B_y при напряженности поля H_y . При соответствующем выборе H_m максимальное значение индукции B_m мало зависит от величины H_y . Изменение индукции $\Delta B_y = B_m - B_y$ определяется по показаниям вольтметра V , измеряющего среднее значение э. д. с. E_{cp} , индуцируемой в измерительной обмотке ω_u :

$$\Delta B_y = \frac{E_{cp}}{2f\omega_u S}. \quad (65)$$

При достаточной чувствительности вольтметра или включении измерительного усилителя на его входе обмотка ω_u также может быть одновитковой. Для нахождения величины $B_y = B_m - \Delta B_y$ необходимо предварительно определить значение B_m , для чего в обмотку ω_p подается синусоидальный ток при $I_y = 0$. Подставляя измеренную величину E_{cp} в формулу (65), получим $2B_m$.

На рис. 18,б пунктирная кривая 1 изображает зависимость ΔB_y от H_y для сердечника с идеальной прямоугольной петлей гистерезиса, а сплошная кривая 2 — для сердечника, у которого ве-

личина остаточной индукции $B_r < B_m$. Для такого сердечника уже при $H_y = 0$ имеет место изменение индукции, равное $B_m - B_r$, в интервале, когда однополупериодный ток $i_p = 0$.

Определив зависимость $B_y = B_m - \Delta B_y = f(H_y)$, можно, пользуясь формулой (9) или (64), построить приближенную характеристику вход—выход однополупериодного или двухполупериодного усили-

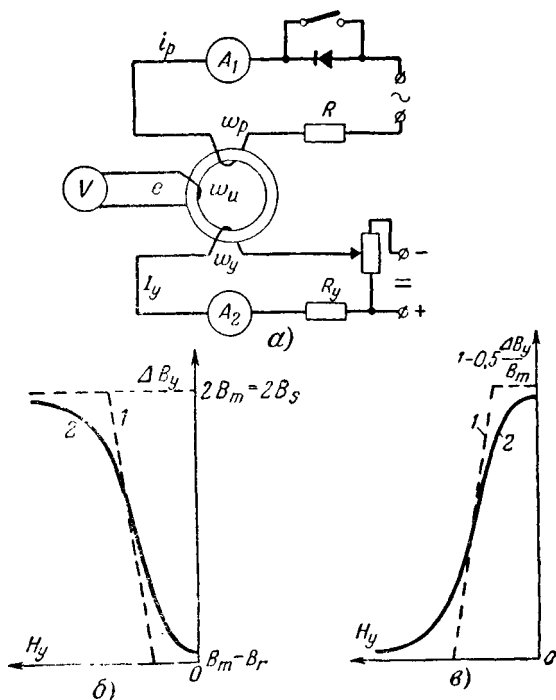


Рис. 18.
а — схема для снятия характеристик размагничивания;
б и в — характеристики сердечников с «прямоугольной»
петлей гистерезиса.

теля. При этом как в (9), так и в (64) можно положить $B_s \approx B_m$. Результаты измерения можно также представить в виде зависимости (рис. 18, в)

$$0,5 \left(1 + \frac{B_y}{B_m} \right) = 1 - 0,5 \frac{\Delta B_y}{B_m} = f(H_y),$$

которая в другом масштабе представляет собой характеристику вход—выход магнитного усилителя. Действительно, умножив ординаты полученной кривой на

$$U_{г. макс} = U_{ср} = 4f\omega_p S B_m. \quad (66)$$

где $U_{г. макс} = U_{ср} = \frac{z}{\pi} U_m$ — среднее значение питающего напряжения, получим величину выходного напряжения U_g двухполупериодного усилителя. Для однополупериодного усилителя необходимо правую часть (66) уменьшить вдвое. Для нахождения величины тока нагрузки необходимо ординаты кривой на рис. 18, в изменить в $U_{г. макс}/R$ раз. Изменив масштаб по оси абсцисс в $1/\omega_y$ раз, получим значения тока управления I_y .

Определяемые по схеме рис. 18, а характеристики наиболее близко соответствуют характеристикам усилителей с большим сопротивлением в цепи управления (§ 5 и 9). Однако полного соответствия нет и часто наблюдаются существенные различия, обусловленные тем, что в усилителе скорость изменения индукции в управляющем полупериоде ограничена величиной обратного напряжения на вентиле, включенном последовательно с рабочей обмоткой (см. § 5), в то время как при измерениях по схеме рис. 18, а такого ограничения не существует. Еще большее расхождение наблюдается между измеренными по схеме рис. 18, а характеристиками и характеристиками усилителей с малым сопротивлением в цепи управления. Поэтому указанная схема используется преимущественно для массового контроля и сортировки сердечников.

На рис. 19 приведена типичная схема второй группы, позволяющая произвести измерения практически при таких же условиях перемагничивания сердечников, какие ожидаются в магнитном усилителе. Сопротивление цепи нагрузки берется минимально возможным с целью получения большой кратности изменения тока нагрузки. Чем меньше сопротивление цепи нагрузки, тем меньшим может быть выбрано число витков ω_p для исследуемых сердечников. Вследствие того что магнитный усилитель с самонасыщением по существу является источником («генератором») напряжения (см. § 2), его характеристики, построенные в относительных единицах $I_n/I_{н. макс} = f(H_y)$, сравнительно мало зависят от абсолютного значения сопротивления нагрузки. Величина последнего сказывается главным образом на кратности изменения тока нагрузки и на удельном весе «намагничивающего» тока I_μ в общем токе нагрузки. При переходе от измеренных характеристик сердечников к характеристикам усилителя это влияние может быть учтено приближенно путем добавления к току нагрузки I_n , определенного для $I_\mu \approx 0$, т. е. для такого сопротивления, при котором $I_{н. макс} \gg I_{н. мин}$, дополнительной слагающей

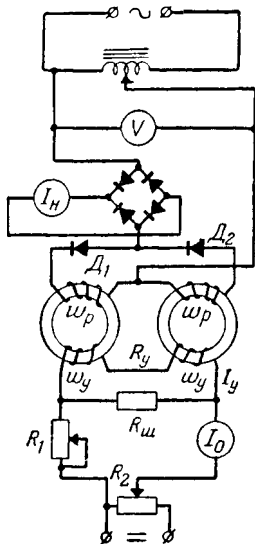


Рис. 19. Измерение характеристик сердечников в схеме магнитного усилителя.

$$I_\mu \approx I_{н. мин} \left(1 - \frac{I_n}{I_{н. макс}} \right). \quad (67)$$

При этом если числа витков рабочей обмотки при измерениях ω'_p и для проектируемого усилителя ω''_p отличаются, то величина $I_{н.мин}$ в формуле (67) пересчитывается в соответствии со следующим правилом:

$$I_{н.мин}\omega_p = I'_{н.мин}\omega'_p = I''_{н.мин}\omega''_p \approx \text{const.}$$

Число витков и сопротивление цепи управления выбираются в зависимости от предполагаемых условий работы усилителя. Если

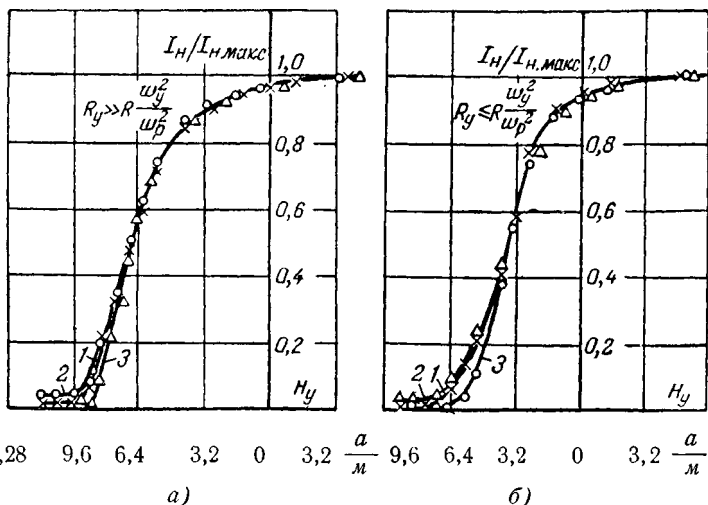


Рис. 20. Экспериментальные характеристики сердечников из сплава 65НП, измеренные в схеме рис. 19, соответствующие значениям R и B_m .

а) 1— $R=50$ ом, $B_m=1,22$ тл; 2— $R=200$ ом, $B_m=1,2$ тл; 3— $R=50$ ом; $B_m=0,96$ тл; б) 1— $R=50$ ом, $B_m=1,22$ тл; 2— $R=200$ ом, $B_m=1,2$ тл; 3— $R=50$ ом, $B_m=0,95$ тл.

последний будет работать в условиях подавления переменной составляющей тока в цепи управления, то обмотка ω_v может быть выполнена в виде одного витка. Если же требуется осуществлять измерения в условиях свободного протекания четных гармоник тока в цепи управления (т. е. при малом относительном сопротивлении в этой цепи), то целесообразно замыкать обмотки управления на низкоомный шунт $R_{ш}$, как показано на рис. 19, и осуществлять изменение тока управления I_y при помощи переменных сопротивлений R_1 и R_2 . Ток управления вычисляется по формуле $I_y = I_0 \frac{R_{ш}}{R_{ш} + R_y}$.

Как было установлено в § 5, при большом сопротивлении в цепи управления характеристики усилителя зависят от того, включена ли нагрузка на постоянном или переменном токе, что должно быть учтено при выборе схемы цепи нагрузки при измерениях. Диоды D_1 и D_2 , включающиеся последовательно с рабочими обмот-

ками ω_p , должны иметь возможно большее обратное сопротивление, с тем чтобы их обратные токи не влияли на результаты измерения (см. § 14).

В качестве иллюстрации на рис. 20 приведены характеристики, измеренные в схеме рис. 19 для сердечников из сплава 65 НП толщиной 0,1 мм при частоте 50 гц для различных значений B_m , и сопротивления цепи нагрузки R . Характеристики на рис. 20, а соответствуют большому сопротивлению цепи управления ($R_y \gg R\omega_y^2/\omega_p^2$), а на рис. 20, б — малому сопротивлению этой цепи. Интересно отметить, что изменение сопротивления цепи управления R_y в пределах $(0,1 \div 3) R\omega_y^2/\omega_p^2$ практически не сказывалось на характеристиках, приведенных на рис. 20, б.

Из рис. 20 видно, что изменение сопротивления цепи нагрузки R практически не сказывается на результатах измерений, построенных в относительных единицах. Изменение магнитной индукции B_m в небольших пределах также относительно мало сказывается на характеристиках сердечников с прямоугольной петлей гистерезиса.

В заключение отметим, что при серийном производстве магнитных усилителей с самонасыщением целесообразно использовать оба метода измерения, рассмотренные выше. Причем после сортировки сердечников первым методом (рис. 18) целесообразно вторым методом (рис. 19) определить характеристики для каждой из полученных групп сердечников. Этот более точный метод измерения также может быть использован для определения допусков на магнитные характеристики сердечников, контролируемых первым методом.

11. РАБОТА МАГНИТНОГО УСИЛИТЕЛЯ НА АКТИВНО-ИНДУКТИВНУЮ НАГРУЗКУ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

До сих пор свойства магнитных усилителей рассматривались лишь при чисто активной нагрузке. На практике, однако, нагрузка часто имеет индуктивный характер, представляя собой, например, обмотку возбуждения электрической машины, обмотку электромагнита, реле и т. п. Рассмотрим сначала влияние активно-индуктивной нагрузки переменного тока на свойства магнитного усилителя, выполненного по схеме рис. 3, в. Примем, что сердечники усилителя имеют практически прямоугольную петлю гистерезиса. Тогда по-прежнему при некотором значении ωt , равном углу насыщения α , один из сердечников усилителя насытится и питающее напряжение окажется приложенным к нагрузке. Однако вследствие наличия индуктивности нагрузки L_n ток в нагрузке i не может мгновенно измениться. На рис. 21 показаны изменения во времени переменного тока i и напряжения u_r на выходе усилителя. Напряжение на нагрузке $u_n = u_r - i(R_0 + R_B) \approx u_r$, где R_0 и R_B — соответственно сопротивления обмотки ω_p и диода.

В интервале от $\omega t = \alpha$ до $\omega t = \pi$ в индуктивности нагрузки L_n происходит накопление энергии в виде энергии магнитного поля. Поэтому при $\omega t \geq \pi$ ток нагрузки i не сразу уменьшается до нуля, а продолжает протекать через нагрузку и рабочую обмотку ω_p

насыщенного сердечника до тех пор, пока не возвращена вся энергия, накопленная в индуктивности, что происходит при $\omega t = \alpha_k$. Так как в течение всего интервала от $\omega t = \alpha$ до $\omega t = \alpha_k$ сердечник *A* усилителя остается насыщенным, то все напряжение питания в этом интервале поступает на нагрузку: $u_n \approx u_r = U_m \sin \omega t$ ($\alpha \leq \omega t \leq \alpha_k$). Поэтому изменение индукции B_B в другом сердечнике под действием питающего напряжения, начиная от значения B_y , т. е. рабочий полупериод для этого сердечника, может начинаться лишь

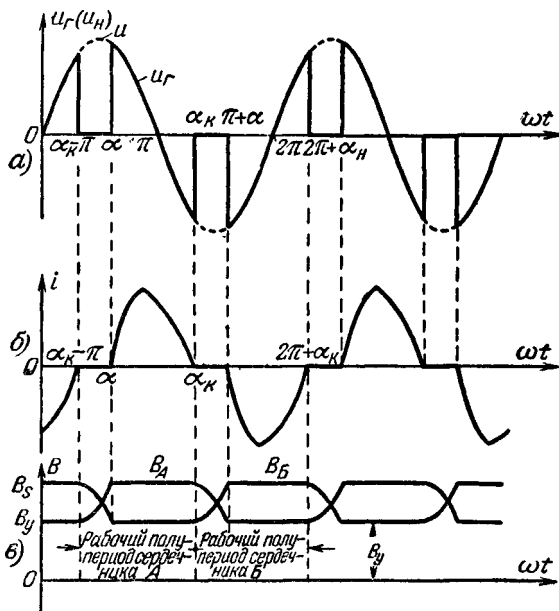


Рис. 21. Изменение во времени напряжения и тока на выходе магнитного усилителя по схеме рис. 3,в при активно-индуктивной нагрузке переменного тока.

с $\omega t = \alpha_k$, а не с $\omega t = \pi$, как это имеет место при активной нагрузке. Управляющий полупериод для первого сердечника, т. е. интервал, в течение которого его индукция B_A изменяется от B_s до B_y под действием входного сигнала I_y , также начинается лишь после прекращения протекания тока i в его рабочей обмотке ω_p , т. е. также с $\omega t = \alpha_k$ (рис. 21,в).

Найдем среднее значение тока нагрузки I_n , для чего дифференциальное уравнение этой цепи

$$L_n \frac{di}{dt} + Ri + \omega_p S \frac{dB}{dt} = U_m \sin \omega t$$

следует умножить на $\frac{\omega}{\pi} dt$ и интегрировать в пределах одного рабочего полупериода, например от $\omega t = \alpha_k - \pi$ до $\omega t = \alpha_k$ (рис. 21):

$$\omega L_H \int_{i(\alpha_k - \pi)}^{i(\alpha_k)} di + \frac{R}{\pi} \int_{\alpha_k - \pi}^{\alpha_k} i d\omega t + \frac{\omega \omega_p S}{\pi} \int_{B_y}^{B_s} dB = \frac{U_m}{\pi} \int_{\alpha_k - \pi}^{\alpha_k} \sin \omega t d\omega t.$$

Первый интеграл обращается в нуль, так как $i(\alpha_k - \pi) = i(\alpha_k) = 0$. Поскольку $U_m = \omega \omega_p S B_m$, после интегрирования получим:

$$I_H = \frac{U_m}{\pi R} \left(\frac{B_y - B_s}{B_m} - 2 \cos \alpha_k \right). \quad (68)$$

При $\alpha_k = \pi$ и $B_m = B_s$ из (68) получаем формулу (10) для чистого активной нагрузки. С повышением постоянной времени цепи нагрузки $T_H = L_H/R$ угол α_k смещается все больше вправо, приобретая значения, превышающие π . При этом среднее значение тока нагрузки уменьшается, так как амплитудное значение тока i уменьшается быстрее, чем увеличивается α_k . Величина угла α_k зависит как от постоянной времени цепи нагрузки T_H , так и от угла насыщения сердечников α , т. е. от B_y . При $B_y = B_s$, что соответствует максимальному напряжению на выходе усилителя,

$$\cos \alpha_k = \cos(\pi + \varphi) = -\cos \varphi = -\frac{R}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L_H^2}},$$

где φ — сдвиг фаз между питающим напряжением и током нагрузки, который в данном случае является синусоидальным. Для максимального действующего значения тока нагрузки получаем обычное выражение

$$I_{\max} = 1,11 I_{H, \max} = \frac{U}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L_H^2}}. \quad (69)$$

В основном активно-индуктивное сопротивление нагрузки приводит к снижению среднего и действующего значений тока нагрузки обратно пропорционально полному сопротивлению цепи нагрузки и к изменению формы кривых тока и напряжения нагрузки для промежуточных значений сигнала.

12. РАБОТА МАГНИТНОГО УСИЛИТЕЛЯ НА АКТИВНО-ИНДУКТИВНУЮ НАГРУЗКУ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Влияние активно-индуктивной нагрузки постоянного тока зависит от схемы усилителя и сопротивления цепи управления. Рассмотрим сначала схему рис. 22,а, в которой активно-индуктивная нагрузка включается через дополнительный выпрямитель на выходе магнитного усилителя по схеме рис. 3,в. В настоящем параграфе

будет полагать, что сердечники усилителя имеют прямоугольную петлю гистерезиса.

На рис. 23 приведены диаграммы напряжений и токов для рассматриваемой схемы. Как и в случае чисто активной нагрузки, в интервале от $\omega t = 0$ до $\omega t = \alpha$ индукция одного из сердечников, для которого имеет место рабочий полупериод (например, сердечника A), изменяется от значения B_y до B_s (рис. 23,б). При этом все напряжение питания u практически приложено к рабочей обмотке w_p сердечника A , а напряжение u_m на зажимах $a-b$ выпрямителя равно нулю. В интервале $\alpha \leq \omega t \leq \pi$ после насыщения сердечника к зажимам $a-b$ выпрямительного моста оказывается приложенным практически все питающее напряжение: $u_m = u = U_m \sin \omega t$

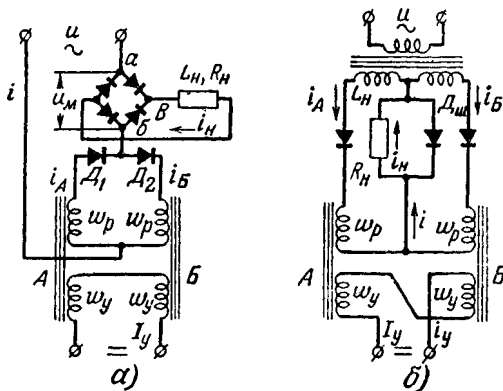


Рис. 22. Схемы включения активно-индуктивной нагрузки постоянного тока.

(рис. 23,а). При этом через нагрузку и рабочую обмотку усилителя w_p протекает один и тот же ток $i_n = i = i_A$. В интервалах от $\omega t = 0$ до $\omega t = \alpha$, от $\omega t = \pi$ до $\omega t = \pi + \alpha$ и т. д., когда переменное напряжение снимается с зажимов $a-b$ выпрямительного моста ($u_m = 0$), ток нагрузки i_n не спадает до нуля, несмотря на то, что сердечники усилителя не насыщены и переменный ток i имеет ничтожную величину, равную намагничивающему току i_μ (см. § 2). Благодаря накопленной в индуктивности нагрузки энергии магнитного поля ток нагрузки i_n в указанных интервалах продолжает протекать, замыкаясь через все четыре вентиля выпрямительного моста B . Так как вентили имеют ничтожное сопротивление в проводящем направлении, то падение напряжения на них, обусловленное током i_n , весьма мало и практически не влияет на протекание рабочего пслупериода в интервалах $0 \leq \omega t \leq \alpha$, $\pi \leq \omega t \leq \pi + \alpha$, ... $n\pi \leq \omega t \leq n\pi + \alpha$, т. е. действительно можно принять для этих интервалов $u_m = 0$.

Из рис. 23,а и 2 видно, что среднее значение выпрямленного тока i_n больше среднего значения переменного тока $i = i_A + i_B$. Тем не менее среднее значение (т. е. постоянная составляющая)

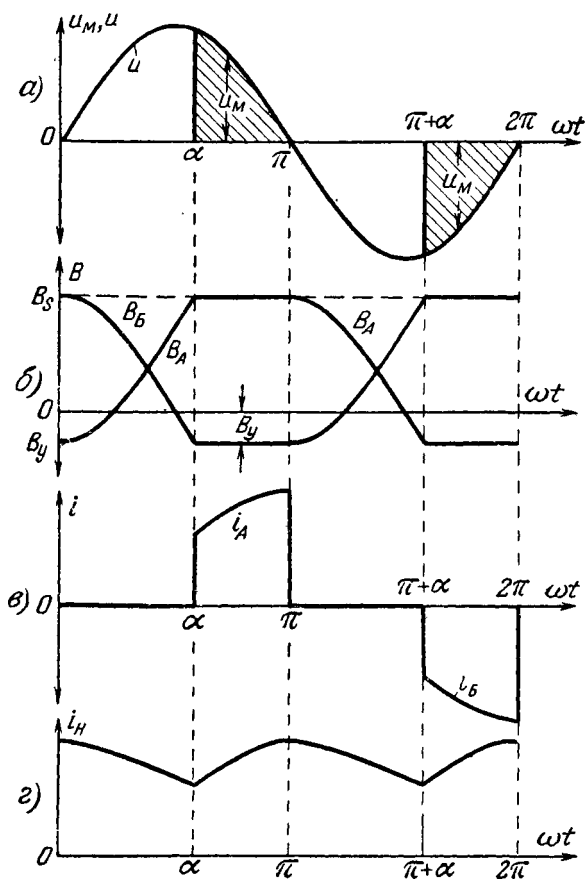


Рис. 23. Изменение во времени напряжения и токов в схеме рис. 22,а.

тока нагрузки по-прежнему определяется формулой (10). Действительно, для тока нагрузки справедливо следующее дифференциальное уравнение:

$$L_n \frac{di_n}{dt} + Ri_n = u, \quad (70)$$

в котором для интервала $0 \leq \omega t \leq \alpha$ напряжение $u = 0$, а в интервале $\alpha \leq \omega t \leq \pi$ $u = U_m \sin \omega t$. Умножив левую и правую части (70) на $\frac{1}{\pi} \omega dt$ и проинтегрировав в пределах от $\omega t = 0$ до $\omega t = \pi$, найдем:

$$\frac{1}{\pi} \omega L_n \int_{i_n(\alpha=0)}^{i_n(\pi)} di_n + \frac{R}{\pi} \int_0^\pi i_n d\omega t = \frac{1}{\pi} \int_\alpha^\pi U_m \sin \omega t d\omega t.$$

В установившемся режиме значения тока нагрузки в начале и конце каждого полупериода совпадают. Поэтому первый интеграл обращается в нуль. Второй интеграл равен среднему значению тока нагрузки I_n , для которого находим точно такое же выражение (10), какое было получено для чисто активной нагрузки:

$$I_n = \frac{U_m}{\pi R} (1 + \cos \alpha).$$

Таким образом, при использовании схемы рис. 22,а наличие индуктивной составляющей нагрузки L_n практически не влияет на зависимость $I_n = f(B_y)$ и, следовательно, на характеристику вход—выход $I_n = f(I_y)$ усилителя. Наличие индуктивности вызывает лишь сглаживание тока нагрузки i_n и изменение формы кривой переменного тока i . Интересно отметить, что при $\omega L_n \geq 5R_n$ отношение средних значений тока нагрузки I_n и переменного тока I_{cp} равно

$$m = \frac{I_n}{I_{cp}} = \frac{\pi}{\pi - \alpha}. \quad (71)$$

Если в схеме рис. 3,б с выходом на постоянном токе шунтировать активно-индуктивную нагрузку полупроводниковым диодом $D_{ш}$, как это показано на рис. 22,б, то получим точно такое же выражение (10) для тока нагрузки, какое было найдено для схемы рис. 22,а. В схеме рис. 22,б в течение интервалов $0 \leq \omega t \leq \alpha$, $\pi \leq \omega t \leq \pi + \alpha$ и т. д., когда ни один из сердечников не насыщен, ток активно-индуктивной нагрузки замыкается через шунтирующий диод $D_{ш}$. При этом, так же как и в схеме рис. 22,а, напряжение на нагрузке в указанных интервалах равно нулю.

Рассмотрим теперь свойства схемы рис. 3,б (рис. 22,б) при активно-индуктивной нагрузке и отсутствии шунтирующего диода $D_{ш}$. В интервалах $0 \leq \omega t \leq \alpha$, $\pi \leq \omega t \leq \pi + \alpha$ и т. д. ток i_n в индуктивности L_n по-прежнему стремится сохранить значение, достигнутое к концу предшествующего рабочего полупериода. Однако теперь в отличие от схемы рис. 22,б этот ток может проходить лишь через рабочие обмотки w_p сердечников, что существенно сказывается

на характеристиках усилителя. Для выяснения характера этого влияния примем, что $\omega L_n \gg R$. При такой большой постоянной времени цепи нагрузки $\left(T_n = L_n/R \gg \frac{1}{\omega}\right)$ ток нагрузки практически не успевает изменяться в течение полупериода, т. е. выпрямленный ток нагрузки оказывается сглаженным и не содержит переменной составляющей (отсутствуют пульсации тока i_n).

На рис. 24 приведены диаграммы напряжений, индукций и токов усилителя в установившемся режиме для случая малого сопротивления цепи управления (режим свободного протекания четных гармоник тока в этой цепи). В интервалах, когда ни один из сердечников усилителя не насыщен (например, при $0 \leq \omega t \leq \alpha$, $\pi \leq \omega t \leq \pi + \alpha$ и т. д.), ток нагрузки i_n , проходя через рабочие обмотки w_p усилителя, трансформируется в обмотки управления. При этом, так как изменение магнитного состояния одного из сердечников (например, сердечника A), для которого имеет место рабочий полупериод, происходит по восходящей ветви петли гистерезиса, суммарное магнитное поле, создаваемое током i_A в его рабочей обмотке w_p и током i_y в его управляющей обмотке w_y , определяется динамической коэрцитивной силой H_{cd} сердечника:

$$H_A = \frac{i_A w_p}{l} + \frac{i_y w_y}{l} = H_{cd}. \quad (72)$$

Изменение магнитного состояния сердечника B , для которого имеет место управляющий полупериод, происходит по нисходящей ветви петли гистерезиса. Поэтому для этого сердечника имеем:

$$H_B = \frac{i_B w_p}{l} + \frac{i_y w_y}{l} = -H_{cd}. \quad (73)$$

В любой момент времени ток нагрузки $i_n = i_A + i_B$, поэтому подставляя значения i_A и i_B из выражений (72) и (73), находим для интервала: $0 \leq \omega t \leq \alpha$

$$i_y = -\frac{w_p}{2w_y} i_n = -\frac{w_p}{2w_y} I_n; \quad (74)$$

$$i_A = \frac{i_n}{2} + \frac{H_{cd} l}{w_p} \text{ и } i_B = \frac{i_n}{2} - \frac{H_{cd} l}{w_p}. \quad (75)$$

Таким образом, в интервале $0 \leq \omega t \leq \alpha$ ток нагрузки i_n почти поровну разделяется между обмотками w_p обоих сердечников. В следующем интервале $\alpha \leq \omega t \leq \pi$ сердечник A насыщен и ток нагрузки i_n протекает только через рабочую обмотку этого сердечника точно так же, как это имеет место при чисто активной нагрузке: $i_A = i_n$, в то время как $i_B = 0$ (рис. 24, g и d). В этом интервале ток в цепи управления протекает только под влиянием слабого напряжения сигнала. При этом, поскольку индукция сердечника B практически не изменяется, этот ток определяется шириной статической петли гистерезиса (см. § 3):

$$i_y = -\frac{H_{cd} l}{w_y} = -I_c. \quad (76)$$

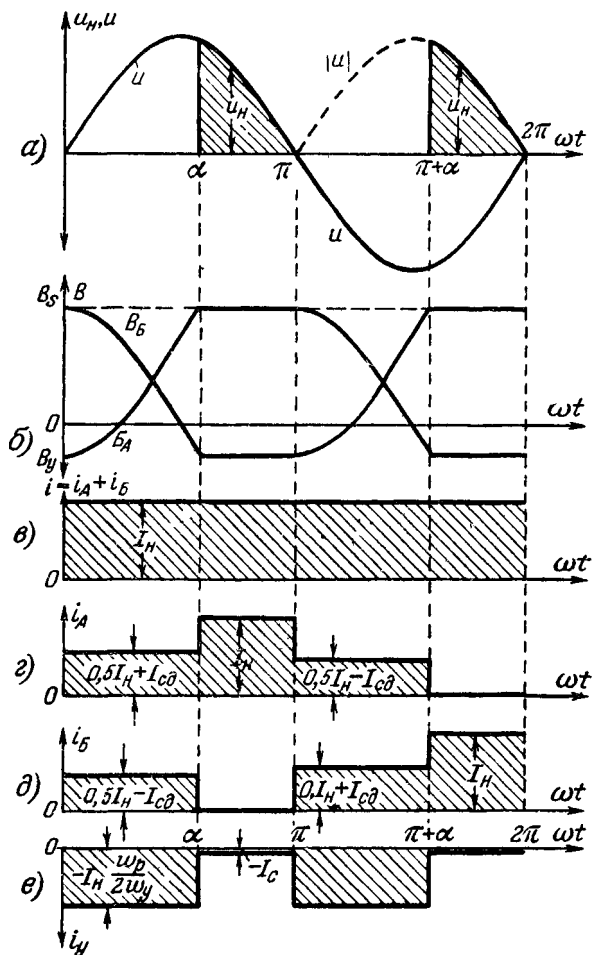


Рис. 24. Изменение во времени напряжений, индукций и токов в схеме рис. 3,б (или рис. 22,б без диода $L_{ш}$) при индуктивной нагрузке и малом сопротивлении цепи управления.

Для постоянной составляющей тока управления, учитывая (74) и (76), имеем:

$$I_y = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_y d\omega t = \frac{1}{\pi} \int_0^{\alpha} -I_n \frac{\omega_p}{2\omega_y} d\omega t + \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} -I_c d\omega t =$$

$$= -\frac{\alpha}{\pi} \left(\frac{\omega_p}{2\omega_y} I_n - I_c \right) - I_c. \quad (77)$$

Ток нагрузки I_n по-прежнему определяется формулой (10). Поэтому, исключив из (10) и (77) угол насыщения α , найдем следующее упрощенное выражение для характеристики вход—выход усилителя:

$$I_y = -I_c - \frac{1}{\pi} \left(\frac{\omega_p}{2\omega_y} I_n - I_c \right) \arccos \left(2 \frac{I_n}{I_{n, \max}} - 1 \right), \quad (78)$$

где $I_{n, \max}$ — максимальное значение тока нагрузки, определяемое формулой (22).

На рис. 25,а кривая *CAD* изображает характеристику вход—выход магнитного усилителя, вычисленную по формуле (78). Эта формула и кривая *CAD* соответствуют работе магнитного усилителя в области положительной обратной связи (см. § 4). Характеристика усилителя в области отрицательной обратной связи изображена на рис. 25,а линией *MBC*. Приведенные характеристики показывают, что наличие индуктивной нагрузки на выходе схемы рис. 3,б приводит не только к значительному искривлению характеристики вход—выход $I_n = f(I_y)$ усилителя, но и к появлению области, где при одном и том же значении тока управления возможны два различных значения тока нагрузки. Действительно, допустим, что ток управления I_y плавно изменяется от нуля в сторону отрицательных значений. Изменение тока нагрузки также происходит сначала плавно по кривой *DAC* до достижения точки *A*. Дальнейшее весьма малое повышение отрицательного значения тока управления приводит к скачкообразному изменению тока нагрузки до значения, соответствующего точке *B* на характеристике отрицательной обратной связи. При дальнейшем изменении I_y в отрицательном направлении величина тока нагрузки будет определяться теперь кривой *CBM*. При обратном изменении (повышении) I_y ток нагрузки уменьшается сначала по кривой *MBC* до значения $I_y = -I_{cd}$, соответствующего точке *C*, а затем при весьма малом дополнительном повышении I_y он скачком возрастает до своего максимального значения. Таким образом, у усилителя при активно-индуктивной нагрузке наблюдается релейный эффект.

На рис. 25,б приведена экспериментальная характеристика, полученная для схемы рис. 3,б с активно-индуктивной нагрузкой, для которой $\omega L_n/R = 1,57$. Видно хорошее соответствие между экспериментальной и теоретической характеристиками.

При включении активно-индуктивной нагрузки постоянного тока на выходе усилителя по схеме рис. 3,а диоды D_3 и D_4 выполняют роль шунтирующего диода $D_{ш}$ в схеме рис. 22,б. В интервале $0 \leq \omega t \leq \alpha$ ток нагрузки i_n обычно замыкается через эти диоды, а не через диоды D_1 и D_2 и рабочие обмотки w_p . Поэтому схема

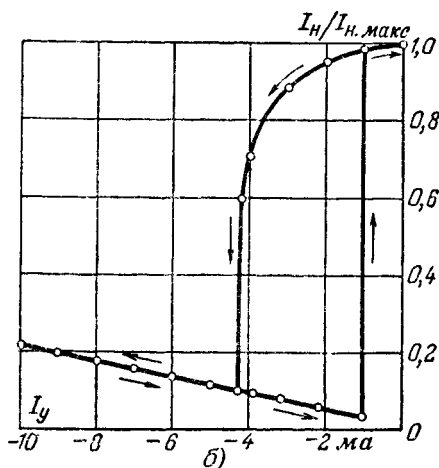
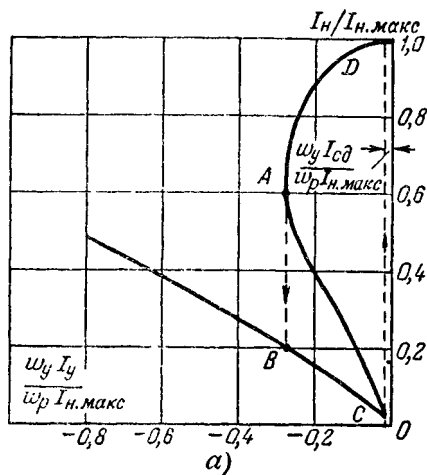


Рис. 25. Характеристики вход — выход магнитного усилителя по схеме рис. 3,б при активно-индуктивной нагрузке.

рис. 3,а при активно-индуктивной нагрузке, как правило, свободна от рассмотренного недостатка схемы рис. 3,б, характеризуемого кривыми на рис. 25. Следует, однако, отметить, что иногда, преимущественно при относительно большом прямом сопротивлении вентилей D_3 и D_4 , в схеме рис. 3,а, часть тока i_H в интервале $0 \leq \omega t \leq \alpha$ все же ответвляется через рабочие обмотки ω_p , что может вызвать появление небольшого участка с релейным скачком. От него легко

избавиться, шунтируя нагрузку диодом по аналогии со схемой рис. 22,б.

Релейная характеристика для схемы рис. 3,б при индуктивном характере нагрузки обусловлена тем, что в интервалах $0 \leq \omega t \leq \alpha$, $\pi \leq \omega t \leq \pi + \alpha$ и т. д. ток нагрузки трансформируется в цепь управления (см. рис. 24). Если устранить такую трансформацию тока i_n , например путем включения большого активного или индуктивного сопротивления в цепь управления, то тем самым будет устранена причина искривления характеристики вход—выход усилителя и образования релейного режима (рис. 25).

Другим способом устранения вредного влияния индуктивности на характеристики схемы рис. 3,б и отчасти схемы рис. 3,а является шунтирование нагрузки сглаживающей емкостью, которая также приводит к существенному повышению максимального тока на выходе усилителя вследствие так называемого амплитудного выпрямления. Для шунтирующей емкости могут быть использованы электролитические конденсаторы, так как изменение в широких пределах величин емкости и тока утечки конденсатора не влияет на работу схемы.

На рис. 26 приведены экспериментальные характеристики усилителя с самонасыщением при использовании различных способов устранения релейного режима при индуктивной нагрузке. Параметры нагрузки следующие: $L_n = 0,53 \text{ гн}$; $R \approx R_n = 100 \text{ ом}$; $f = 50 \text{ гц}$. Характеристики усилителя при включении нагрузки на схеме рис. 3,б приведены на рис. 25,б. Кривая 1 получена при чисто активной нагрузке ($R_n = 100 \text{ ом}$; $L_n = 0$). Кривые 2 и 3 были получены при включении нагрузки соответственно по схемам рис. 22,а и б. Эти характеристики мало отличаются друг от друга, что согласуется с сделанными выше выводами об эквивалентности указанных схем с точки зрения влияния индуктивности нагрузки.

Кривая 4 на рис. 26 получена для схемы рис. 3,б при шунтировании нагрузки электролитическим конденсатором емкостью порядка 100 мкф, что дало повышение максимального тока на выходе усилителя на 19%, а максимальной мощности на 42% по сравнению с остальными схемами. Кривая 5 соответствует схеме рис. 3,б при наличии большого сопротивления в цепи управления для подавления

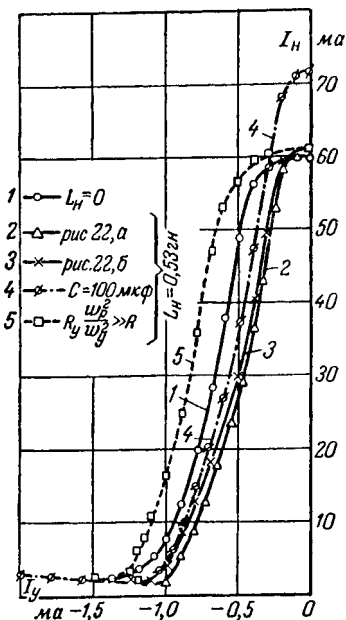


Рис. 26. Характеристики усилителей при различных способах устранения релейного эффекта при активно-индуктивной нагрузке постоянного тока.

четных гармоник тока в этой цепи. В нижней части характеристики 5 имеется небольшая область с релейным эффектом. Эта область иногда наблюдается и при чисто активной нагрузке при наличии большого сопротивления в цепи управления и может быть обусловлена другими причинами (см., например, [Л. 2]).

13. РАБОТА МАГНИТНОГО УСИЛИТЕЛЯ НА ПРОТИВО-Э. Д. С.

В ряде случаев на выходе магнитного усилителя, выполненного по схеме рис. 3,а или б, включается цепь якоря двигателя постоянного тока, аккумуляторная батарея или электролитическая ванна. Нагрузка подобного рода развивает э. д. с., которая направлена навстречу выходному напряжению усилителя и существенно влияет на его работу. Для выяснения характера этого влияния рассмотрим процессы, имеющие место в схеме рис. 3,а, когда нагрузка представляет собой источник противо-э. д. с., имеющий активное сопротивление R_n .

На рис. 27,а показаны распределения напряжений в цепи нагрузки в течение одного полупериода. Горизонтальная прямая E изображает величину противо-э. д. с. Эта противо-э. д. с. запирает все четыре диода цепи нагрузки усилителя до тех пор, пока питающее напряжение не достигнет значения $u=E$, что имеет место при

$$\omega t = \alpha_1 = \arcsin \frac{E}{U_m}.$$

Лишь с этого значения ωt начинается процесс изменения индукции одного из сердечников (для которого имеет место рабочий полупериод) от значения B_y до B_a (кривая B_A на рис. 27,б). При этом непосредственно к зажимам рабочей обмотки оказывается приложенным напряжение (рис. 27,а)

$$u_{дp} = U_m \sin \omega t - E - i_{\mu} R \approx U_m \sin \omega t - E, \quad (79)$$

под действием которого и изменяется индукция в сердечнике.

После насыщения сердечника усилителя при $\omega t = \alpha_2$ для выходного напряжения усилителя имеем:

$$u_n \approx u_r = U_m \sin \omega t = E + Ri_n$$

и ток нагрузки равен

$$i_n = \frac{U_m \sin \omega t - E}{R}.$$

Этот ток может протекать лишь до тех пор, пока $U_m \sin \omega t > E$, что имеет место при

$$\omega t \leq \alpha_3 = \pi - \alpha_1 = \pi - \arcsin \frac{E}{U_m}$$

На рис. 27,а приведена кривая тока i_H на выходе усилителя. В интервале от $\omega t = \alpha_1$ до $\omega t = \alpha_2$ через нагрузку протекает лишь небольшой намагничивающий ток i_H .

Характер изменения индукции в управляющих полупериодах соответствующих сердечников зависит от сопротивления цепи управления и показан на рис. 27,б пунктиром совершенно условно. Отметим лишь, что изменение индукции сердечника под действием сиг-

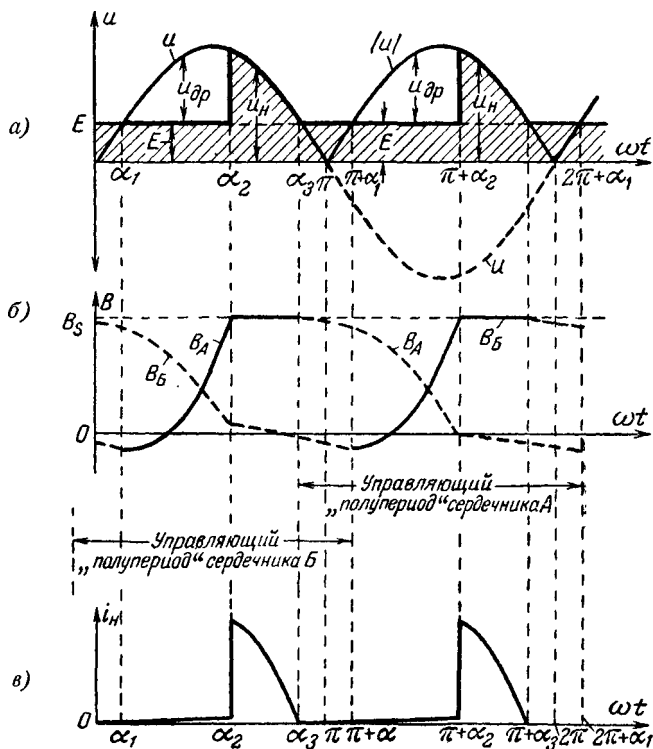


Рис. 27. Особенности работы магнитного усилителя на противо-
э. д. с.

нала, т. е. его управляющий полупериод, начинается, как только напряжение питания u в рабочем полупериоде для данного сердечника, уменьшаясь, становится по абсолютной величине меньше противо-э. д. с. Для сердечника А в рассматриваемой схеме это имеет место при $\omega t = \alpha_3$. При этом управляющий полупериод продолжается до тех пор, пока напряжение питания через один полупериод, увеличиваясь, снова не достигнет значения E при $\omega t = 2\pi + \alpha_1$. Таким образом, при наличии противо-э. д. с. длительность управляющего «полупериода» увеличивается и составляет $\pi + 2\alpha_1$.

Максимальное значение тока нагрузки (постоянная составляющая) достигается при $B_y = B_s$ ($\alpha_2 = \alpha_1$) и равно

$$I_{н. макс} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha_1}^{\pi - \alpha_1} \frac{U_m \sin \omega t - E}{R} d\omega t = \\ = \frac{2U_m}{\pi R} \left[\sqrt{1 - \left(\frac{E}{U_m} \right)^2} - \frac{E}{U_m} \left(\frac{\pi}{2} - \arcsin \frac{E}{U_m} \right) \right]. \quad (80)$$

Чем больше отношение E/U_m , тем меньше максимальное значение тока нагрузки. Например, при $E = 0,5 U_m$ из формулы (80) находим, что максимальное значение тока нагрузки составит лишь 34% максимального значения тока $I_{н. макс}$ при том же значении сопротивления нагрузки, но при отсутствии противо-э. д. с. Таким образом, если усилитель был рассчитан на нагрузки без противо-э. д. с., то при работе на противо-э. д. с. он окажется недоиспользованным по току нагрузки и по нагреву.

В ряде случаев эксплуатации величина противо-э. д. с., изменяясь в некоторых пределах, остается всегда больше определенного минимального значения $E_{мин}$. Например, это имеет место при регулировании скорости двигателя постоянного тока, включенного на выходе магнитного усилителя, в пределах от $n_{мин}$ до $n_{макс}$, или при работе магнитного усилителя на аккумулятор, электролитическую ванну и т. д. В таких случаях оказывается возможным осуществить питание магнитного усилителя более высоким напряжением, чем при отсутствии противо-э. д. с., что в свою очередь позволяет либо использовать усилитель на более высокие значения максимальной мощности ($P_{н. макс} = U_{н. макс} I_{н. макс}$), либо на заданную максимальную мощность нагрузки использовать усилитель меньших веса и габаритов. Это объясняется тем, что к рабочей обмотке ω_p усилителя оказывается приложенным не все питающее напряжение, а лишь часть его $U_m \sin \omega t - E$. Максимально возможное изменение индукции в рабочем полупериоде под действием этого напряжения равно

$$\Delta B_{макс} = \frac{1}{\omega \omega_p S} \int_{\alpha_1}^{\pi - \alpha_1} (U_m \sin \omega t - E_{мин}) d\omega t. \quad (81)$$

Максимально допустимое значение $\Delta B_{макс}$, вычисляемое по этой формуле, для сердечников с прямоугольной петлей гистерезиса не должно превышать значения удвоенной индукции насыщения ($2B_s$). В противном случае сердечники будут насыщаться в рабочих полупериодах при $\alpha_2 < \alpha_3$ (рис. 27) даже в том случае, когда входной сигнал соответствует минимальному значению тока нагрузки ($B_y = -B_s$).

Из формулы (81) видно, что если питающее напряжение U_m было выбрано так, чтобы при отсутствии противо-э. д. с. получить $\Delta B_{макс} = 2B_s$, то при наличии некоторой минимальной противо-э. д. с. $E_{мин}$ величина $\Delta B_{макс} < 2B_s$. Положив в (81) $\Delta B_{макс} = 2B_s$ и интегрируя, находим для допустимого значения питающего напря-

жения (в относительных единицах) при наличии минимальной противо-э. д. с.:

$$\xi = \frac{U_m}{\omega \omega_p S B_s} = \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{E_{\text{мнн}}}{U_m}\right)^2 - \frac{E_{\text{мнн}}}{U_m} \left(\frac{\pi}{2} - \arcsin \frac{E_{\text{мнн}}}{U_m}\right)}}. \quad (82)$$

При $E_{\text{мнн}}=0$ получаем $\xi=1$. Таким образом, величина ξ показывает, во сколько раз можно повысить питающее напряжение по сравнению с максимально допустимым при отсутствии противо-э. д. с. напряжением ($\omega \omega_p S B_s$).

На рис. 28,а приведены экспериментальные характеристики вход—выход $I_H=f(I_Y)$ магнитного усилителя, выполненного по схеме рис. 3,а. Кривая 1 получена при чисто активной нагрузке

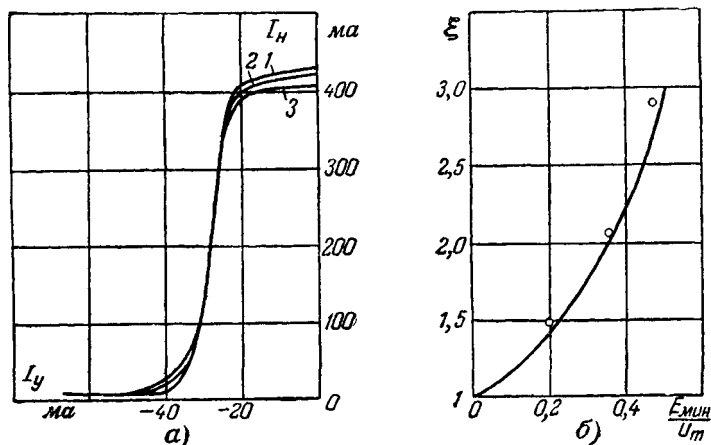


Рис. 28. Характеристики, иллюстрирующие возможность повышения питающего напряжения магнитного усилителя, работающего на противо-э. д. с. заданной минимальной величины.

($R_H=40$ ом) и выборе питающего напряжения, соответствующего $\xi=1$ ($U_m=\sqrt{2}U=28$ в). Кривая 2 получена при том же значении R_H , но при наличии противо-э. д. с. $E=21$ в. При этом амплитудное значение питающего напряжения было увеличено до значения $U_m=58$ в, при котором была получена характеристика вход—выход 2, практически совпадающая с характеристикой 1. Таким образом, при наличии противо-э. д. с. оказалось возможным повысить питающее напряжение в $\xi=2,07$ раза. Если в формулу (82) подставить отношение $E_{\text{мнн}}/U_m=21/58=0,36$, то получим теоретическое значение $\xi=2,0$, которое практически совпадает со значением этой величины, найденным экспериментально.

Наличие индуктивности у нагрузки, естественно, может повлиять на условия работы магнитного усилителя и при наличии противо-э. д. с. Однако экспериментально было установлено, что значения ξ ,

определяемые формулой (83), справедливы и при наличии у нагрузки существенной индуктивности [Л. 12]. Характеристика 3 на рис. 28,а была получена при тех же значениях R_n , E и U_m , что и характеристика 2, но при наличии индуктивности $L_n=1,6$ гн в цепи нагрузки $\left(\frac{\omega L_n}{R_n}=12,6\right)$. Эти характеристики мало отличаются.

На рис. 28,б приведены теоретическая зависимость допустимого относительного повышения питающего напряжения $\xi=f(E_{\min}/U_m)$ вычисленная по формуле (82), и экспериментальные точки.

В заключение отметим, что выбор ξ согласно формуле (82) не только позволяет уменьшить габариты магнитного усилителя, но также может оказаться полезным, вследствие того что магнитный усилитель даже при отсутствии сигнала на его входе окажется полностью или частично насыщенным до тех пор, пока величина противо-э. д. с. нагрузки не достигнет заданного минимального значения $E_{\min}$. Если, например, нагрузка представляет собой двигатель постоянного тока, то указанное обстоятельство может быть использовано для форсировки переходного процесса при пуске.

14. ВЛИЯНИЕ ОБРАТНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДОВ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЕЙ

Конечное значение обратного сопротивления полупроводниковых диодов, включаемых последовательно с рабочими обмотками w_p магнитных усилителей с целью осуществления самонасыщения, существенно влияет на характеристики усилителя. Полупроводниковый диод, имеющий конечное обратное сопротивление R_r может быть представлен в виде идеального диода с бесконечно большим обратным сопротивлением, шунтированного активным сопротивлением $R_{ш}=R_r$ (рис. 29).

Рассмотрим сначала однополупериодный усилитель с сердечником, имеющим прямоугольную петлю гистерезиса, и большим сопротивлением в цепи управления (рис. 29,а). В случае идеального диода ($R_{ш}=R_r=\infty$) ток на выходе усилителя при отсутствии входного сигнала ($I_y=0$) достигает своего максимального значения (см. § 5 и рис. 11). Если же диод имеет конечное обратное сопротивление ($R_{ш}=R_r \neq \infty$), то даже при отсутствии входного сигнала сердечник усилителя будет размагничиваться в управляющих полупериодах под действием отрицательной полуволны питающего напряжения, которая оказывается приложенной к обмотке w_p усилителя через сопротивление $R_{ш}$. Поэтому при $I_y=0$ индукция в сердечнике к концу отрицательного полупериода питающего напряжения принимает значение $B_y < B_s$, в результате чего ток на выходе усилителя в положительном (рабочем) полупериоде уже не может достичь своего максимального значения. Совершенно ясно, что если в схеме рис. 29,а сопротивление $R_{ш}=0$, то это равносильно отсутствию диода в рабочей цепи и отсутствию самонасыщения. При этом ток на выходе усилителя имеет минимально возможное значение, равное намагничивающему току сердечника, если на входе усилителя нет сигнала.

Таким образом, при изменении обратного сопротивления диода R_r или величины шунтирующего сопротивления $R_{ш}$ от нуля до бесконечности ток (или напряжение) на выходе усилителя при отсутствии входного сигнала изменяется от своего минимально возможного значения до своего максимально возможного значения. Такое явление имеет место не только в однополупериодном усили-

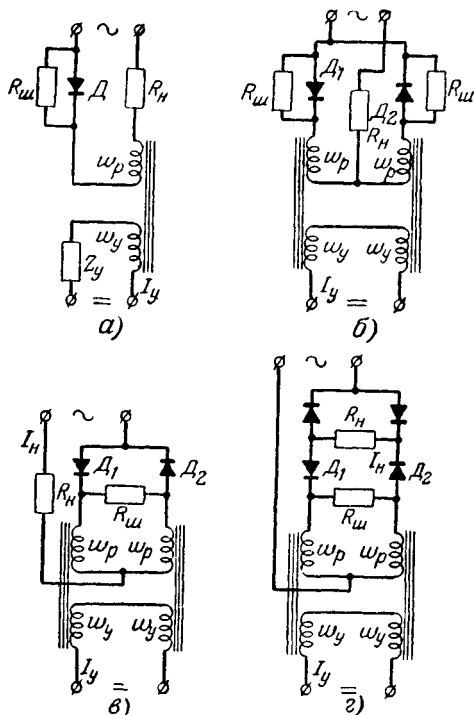


Рис. 29. Шунтирование полупроводниковых диодов с целью изменения характеристики вход — выход усилителя.

теле (рис. 29,а), но и в двухполупериодных усилителях, например в усилителе по схеме рис. 29,б при изменении величины шунтирующих сопротивлений $R_{ш}$. На рис. 30,а приведена экспериментальная характеристика $I_n = f(R_{ш})$, полученная для такого усилителя, выполненного на сердечниках из сплава 65НП.

Влияние конечного обратного сопротивления полупроводниковых диодов на работу магнитного усилителя зависит от величины сигнала на входе усилителя. Это влияние минимально при сигнале, соответствующем минимальному значению тока на выходе усилителя. Под действием такого сигнала сердечник в управляющем полупериоде перемагничивается от B_s до $B_y = B_s - 2B_m \approx -B_s$. При этом в его рабочей обмотке индуцируется э. д. с., примерно рав-

ная и направленная навстречу питающему напряжению (§ 5). В результате в управляющем полупериоде к диоду соответствующего сердечника приложено весьма малое результирующее напряжение и конечная величина обратного сопротивления диода практически не сказывается. Это обстоятельство и объясняет наблюдаемый на практике характер влияния обратного сопротивления диодов на характеристику вход—выход магнитного усилителя, иллюстрируемый кривыми на рис. 30,б, полученными для усилителя с выходом на

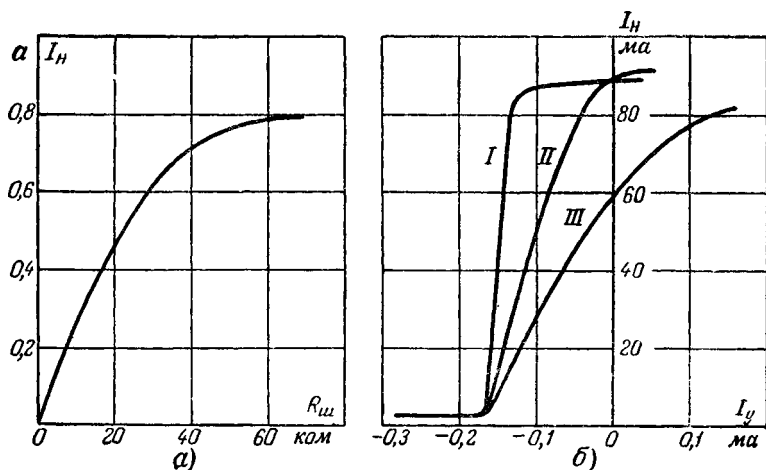


Рис. 30. Влияние обратного сопротивления полупроводниковых диодов на характеристики магнитного усилителя.

постоянном токе по схеме рис. 3,б. Усилитель выполнен с сердечниками из сплава 50НП, имеющего прямоугольную петлю гистерезиса. Кривая *I* получена при использовании в схеме германиевых диодов, имеющих при номинальном значении питающего напряжения обратное сопротивление $R_r \approx 1,2 \text{ Мом}$. Кривая *II* получена для селеновых вентилях высшего качества с $R_r \approx 120 \text{ ком}$, а кривая *III* — для селеновых вентилях среднего качества с $R_r \approx 29 \text{ ком}$. Видно, что изменение обратного сопротивления вентилях приводит к повороту рабочего участка характеристики усилителя вокруг точки, соответствующей минимальному значению тока нагрузки. Снижение R_r не только вызывает резкое уменьшение коэффициента усиления, но часто и ухудшение линейности характеристики вход—выход, вследствие того что в действительности R_r является функцией тока нагрузки.

Важно подчеркнуть, что для создания высококачественных и стабильных магнитных усилителей с самонасыщением недостаточно иметь высококачественные сердечники. Не менее существенным является наличие и высококачественных выпрямителей, имеющих прежде всего высокое обратное сопротивление. При этом чем выше магнитные свойства сердечников, тем выше требования, предъявляемые к выпрямителям. Селеновые выпрямители обычного каче-

ства уже не могут обеспечить максимальное использование потенциальных возможностей, которые появились в связи с применением в магнитных усилителях сплавов, имеющих прямоугольную петлю гистерезиса. Существенное улучшение линейности и стабильности усилителей с самонасыщением нередко может быть достигнуто при применении германиевых и кремниевых диодов, у которых отношение обратного сопротивления к прямому доходит до 10^5 — 10^6 . При применении сердечников из железо-кремнистых сплавов, а также при уменьшении коэффициента обратной связи усилителя (см. § 16) значительно снижается влияние качества выпрямителей на характеристики усилителя. В таких случаях экономически иногда оказывается более выгодным использовать селеновые выпрямители.

Применение высококачественных выпрямителей с большими обратными и небольшими прямыми сопротивлениями не только улучшает стабильность и повышает коэффициент усиления, но также, и это особенно важно, повышает отношение коэффициента усиления по мощности к постоянной времени усилителя, т. е. позволяет получить заданное усиление мощности при меньшей инерционности усилителя (см. § 15).

Для повышения стабильности характеристик магнитного усилителя с имеющимися выпрямителями, особенно при работе усилителя в условиях резких изменений температуры окружающей среды, обычно выбирают выпрямители из условия, что максимальное обратное напряжение для них не превышало примерно 0,5—0,7 номинального. Часто для повышения стабильности усилителя с выходом на постоянном токе оказывается целесообразным использовать схему рис. 22,а, в которой нагрузка включается на выходе дополнительного выпрямителя В. В этой схеме максимальное обратное напряжение на диодах D_1 и D_2 , так же как и в схеме рис. 3,в с выходом на переменном токе, обычно не превышает 10—20% амплитуды питающего напряжения. Поэтому при прочих равных условиях схема рис. 22,а оказывается более стабильной, чем схема рис. 3,а. Как указывалось в § 12, применение схемы рис. 22,а также целесообразно при активно-индуктивной нагрузке. Недостаток этой схемы заключается в том, что при сигнале, соответствующем уменьшению тока нагрузки, наблюдается затягивание переходного процесса. Это вызывается тем, что э. д. с., индуктируемая в обмотках w_p при уменьшении сигнала, может вызывать в низкоомном контуре, образуемом двумя обмотками w_p и диодами D_1 и D_2 , появление существенного переходного тока, задерживающего изменение магнитного состояния сердечников под действием сигнала [Л. 2 и 4]. Эта задержка приобретает существенное значение преимущественно у мощных усилителей при небольших значениях постоянной времени нагрузки и цепи управления.

Иногда снижение обратного напряжения на полупроводниковых выпрямителях не обеспечивает достаточно стабильной характеристики вход—выход усилителя при его работе в условиях значительных изменений температуры или полное использование этого метода нежелательно, так как он сопряжен с повышением габаритов или стоимости усилителя. В таких случаях нередко оказывается целесообразным повысить стабильность характеристики усилителя ценой уменьшения его коэффициента усиления путем шунтирования активным сопротивлением $R_{ш}$ полупроводниковых диодов, осуществляющих самонасыщение (рис. 29). При этом в двухполупериодных схе-

мах нет необходимости шунтировать каждый диод в отдельности, как это сделано в схеме рис. 29,б. Аналогичный результат может быть достигнут при помощи одного шунтирующего сопротивления $R_{ш}$, который поочередно в соответствующих управляющих полупериодах шунтирует то диод D_1 , то диод D_2 в схеме рис. 29,в с выходом на переменном токе и в схеме рис. 29,г с выходом на постоянном токе.

В заключение отметим, что иногда прибегают к шунтированию диодов, осуществляющих самонасыщение (D_1 и D_2 в схемах рис. 29), с целью установления желаемого начального значения тока или напряжения на выходе усилителя при отсутствии сигнала на его входе. Это позволяет устранить необходимость в специальной цепи смещения, требующей, как правило, наличия источника постоянного или выпрямленного тока (см. § 16). Такой способ выбора начальной рабочей точки на характеристике усилителя может быть рекомендован лишь в том случае, когда усилитель имеет запас по коэффициенту усиления мощности.

15. ДОБРОТНОСТЬ МАГНИТНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Важным параметром, характеризующим качество магнитного усилителя, является отношение его коэффициента усиления мощности K_p к постоянной времени T цепи управления, называемое добротностью усилителя G . Выражая K_p через коэффициент усиления по напряжению

$$K_p = \frac{P_n}{P_y} = \frac{U_n^2}{R_n} : \frac{U_y^2}{R_y} = K_U^2 \frac{R_y}{R_n}$$

и учитывая выражение (55) для T , получаем:

$$G = 2f\eta \frac{\omega_p R_y}{\omega_y R_n} K_U = 2f\eta \frac{\omega_p}{\omega_y} K_I, \quad (83)$$

где $K_I = K_U \frac{R_y}{R_n}$ — коэффициент усиления по току.

Добротность, определяемая формулой (83), имеет размерность сек^{-1} . Часто для удобства сравнения магнитных усилителей, работающих при различных значениях частоты источника питания, добротность усилителя выражают в виде безразмерной величины, равной отношению коэффициента усиления по мощности к произведению постоянной времени и частоты питания усилителя:

$$G_I = \frac{G}{f} = \frac{K_p}{Tf} = 2\eta \frac{\omega_p R_y}{\omega_y R_n} K_U = 2\eta \frac{\omega_p}{\omega_y} K_I. \quad (84)$$

Чем выше добротность магнитного усилителя, тем больше от него может быть получено усиление мощности при заданной максимально допустимой постоянной времени цепи управления или соответственно тем меньшей может быть сделана постоянная времени его цепи управления при заданном коэффициенте усиления по мощности. Из формулы (84) совершенно ясно, что добротность магнитного усилителя изменяется прямо пропорционально его коэффициенту

там усиления по напряжению или току при данных параметрах цепей управления и нагрузки. Поэтому добротность магнитного усилителя определяется прежде всего качеством применяемых сердечников и полупроводниковых выпрямителей (табл. 1). Для усилителей при определении добротности (табл. 1) специально отбирались селеновые выпрямители с малыми обратными токами либо применялись германиевые плоскостные диоды.

Таблица 1

Экспериментальные значения добротности для некоторых усилителей, выполненных по двухполупериодным схемам на рис. 3, а, б и в

$P_{\text{макс}}, \text{вт}$	Материал сердечников	Тип сердечников	Тип вентилей	G_j
4	50НП	Тороид	Se	120
4	50НП	"	Ge	540
5,5	79НМА	"	Ge	2 600
45	50НП	"	Se	430
50	50НП	"	Ge	1 600
180	50НП	"	Se	680
100	Э310	Ш	Se	60
120	Э310	П	Se	230
125	Э310	Тороид	Se	400
500	Э310	П	Se	390
550	Э310	Тороид	Se	690
2 100	Э310	"	Se	1 020

Из приведенных данных видно, что динамическая добротность усилителя возрастает с повышением его мощности. Наиболее высокие значения добротности достигаются при применении тороидальных сердечников и германиевых (или кремниевых) выпрямителей. Очевидно, что G_j существенно зависит не только от применяемого сплава, конструкции сердечников и типа выпрямителей, но и от технологии изготовления сердечников и возникающих в них потерь на вихревые токи и магнитную вязкость. Влияет также и относительная величина сопротивления цепи управления. Поэтому часто наблюдается значительный разброс в значениях G_j для одностипных усилителей одинаковой мощности.

16. МЕТОДЫ ИЗМЕНЕНИЯ СТАТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК УСИЛИТЕЛЕЙ

В предыдущих параграфах было установлено, что характеристики вход — выход магнитных усилителей сложным образом зависят от формы статических и динамических петель гистерезиса сердечников, от прямого и обратного сопротивлений полупроводниковых выпрямителей, от характера нагрузки и ряда других факторов. Поэтому при расчете и проектировании магнитного усилителя не удается учесть всех факторов, влияющих на его характеристики, и окончательная подгонка усилителя осуществляется при его испытании и наладке. При серийном производстве магнитных усилителей так-

же необходимо, как правило, предусмотреть возможность воздействия на характеристики готового усилителя либо с целью получения практически одинаковых характеристик усилителей, несмотря на неизбежный разброс параметров сердечников и выпрямителей, либо с целью получения у стандартного усилителя различных характеристик вход — выход, позволяющих использовать его в разнообразных устройствах и при различных условиях эксплуатации.

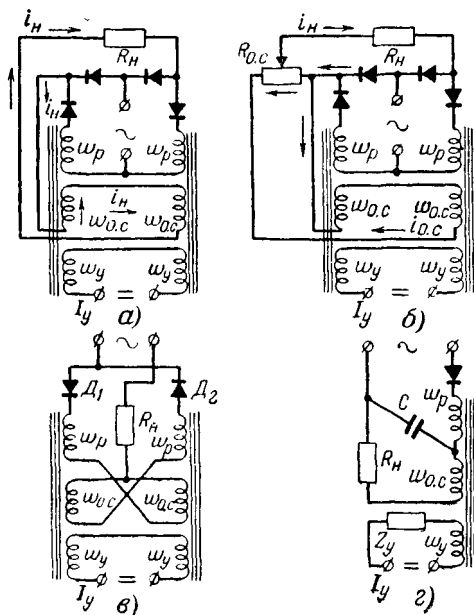


Рис. 31. Схемы для изменения коэффициента усиления.

Имеются две группы методов воздействия на характеристику вход — выход магнитного усилителя. Методы первой группы изменяют коэффициент усиления (крутизну характеристики вход — выход) магнитного усилителя путем изменения степени самонасыщения его сердечников или введения дополнительной обратной связи. Методы воздействия второй группы практически не влияют на форму или крутизну характеристики вход — выход усилителя, а лишь смещают ее параллельно оси абсцисс. Рассмотрим сначала методы воздействия первой группы, изменяющие коэффициент усиления. Простейший из этих методов уже рассматривался в § 14 и сводится к шунтированию полупроводниковых диодов, осуществляющих самонасыщение, активным сопротивлением $R_{ш}$, например по одной из схем рис. 29. При этом уменьшаются начальное значение тока на выходе усилителя и его коэффициент усиления.

Если требуется повысить коэффициент усиления или создать магнитный усилитель, работающий в релейном режиме [Л. 2 и 5].

то необходимо ввести в усилитель дополнительную положительную обратную связь, которая может быть осуществлена по одной из схем рис. 31. Схема рис. 31,а применяется для двухполупериодных схем с выходом на постоянном токе. Выпрямленный ток нагрузки i_n подается в небольшую дополнительную обмотку внешней обратной связи $\omega_{o.c}$ и создает (в случае положительной обратной связи) магнитное поле, совпадающее по направлению с магнитным

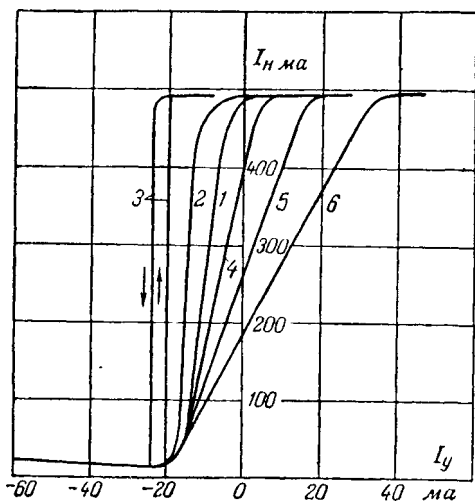


Рис. 32. Характеристики вход—выход магнитного усилителя по схеме рис. 31,а при различных значениях дополнительной обратной связи ($\omega_{o.c}/\omega_p$) соответственно номерам кривых.

1 — $\omega_{o.c}/\omega_p = 0$; 2 — $\omega_{o.c}/\omega_p = 0,02$; 3 — $\omega_{o.c}/\omega_p = 0,04$; 4 — $\omega_{o.c}/\omega_p = -0,02$; 5 — $\omega_{o.c}/\omega_p = -0,06$; 6 — $\omega_{o.c}/\omega_p = -0,12$.

полем, обусловленным однополупериодным (пульсирующим) током в рабочих обмотках ω_p . На рис. 32 приведены экспериментальные характеристики, полученные для усилителя по схеме рис. 31,а при различных значениях отношения витков $\omega_{o.c}/\omega_p$. При использовании качественных сердечников и выпрямителей характеристика вход — выход уже при $\omega_{o.c} \approx (0,02—0,05)\omega_p$ приобретает петлеобразный (релейный) характер и магнитный усилитель может работать в качестве бесконтактного магнитного реле [Л. 2 и 5]. Если изменить направление тока в обмотке обратной связи $\omega_{o.c}$, для чего достаточно поменять местами начало и конец этой обмотки, то дополнительное магнитное поле обратной связи будет направлено навстречу магнитному полю, создаваемому током в рабочих обмотках ω_p . В этом случае в усилитель вводится дополнительная отрицательная обратная связь, вызывающая уменьшение коэффициента усиления. Получаемые при этом характеристики усилителя на рис. 32 обозначены знаком минус.

Из рис. 32 видно, что небольшое изменение числа витков обмотки обратной связи может вызывать существенное изменение кру-

тизны характеристики магнитного усилителя и его коэффициента усиления. Поэтому для плавного изменения последнего часто прибегают к шунтированию обмотки $\omega_{0.c}$ регулируемым сопротивлением $R_{0.c}$ (рис. 31,б).

Если нагрузка включается на несущей частоте, как это имеет место в схеме рис. 3,в, то для повышения коэффициента усиления путем введения дополнительной внешней положительной обратной связи необходимо добавить два выпрямительных элемента для получения постоянного (выпрямленного) тока. Можно, однако, достигнуть такого же результата путем введения дополнительной внутренней обратной связи по схеме рис. 31,в, не требующей дополнительных выпрямителей. В этой схеме на каждом сердечнике наряду с основной рабочей обмоткой ω_p имеется еще и небольшая обмотка $\omega_{0.c}$, служащая для изменения коэффициента усиления. Допустим, что для первого (левого) сердечника имеет место рабочий полупериод, а для второго — управляющий. Тогда ток нагрузки, проходя через диод D_1 и рабочую обмотку ω_p первого сердечника, поступает в обмотку $\omega_{0.c}$ второго сердечника и создает в нем магнитное поле, действующее в направлении положительного насыщения сердечника. Это магнитное поле обратной связи оказывает точно такое же действие, как и поле обратной связи в схеме рис. 31,а, усиливая действие входного сигнала и повышая коэффициент усиления. При одинаковом качестве сердечников и выпрямителей и при активной нагрузке характеристики, приведенные на рис. 32 для схемы рис. 31,а, оказываются справедливыми и для схемы рис. 31,в. Для последней схемы при $\omega_{0.c} \geq (0,02 \div 0,05) \omega_p$ усилитель также приобретает релейную характеристику.

Повышение коэффициента усиления и получение релейной характеристики в однополупериодной схеме рис. 3,г могут быть достигнуты путем добавления небольшой обмотки $\omega_{0.c}$, в которую поступает только постоянная составляющая тока нагрузки, для чего эта обмотка, а также нагрузка шунтируются соответствующей емкостью (рис. 31,г).

Практическое применение получили два способа смещения характеристик вход — выход магнитных усилителей с самонасыщением без существенного изменения их усиления: постоянным или выпрямленным током и переменным током. Наиболее широкое применение получил первый способ, который иллюстрируется типичной схемой, приведенной на рис. 33,а. При работе усилителя непосредственно от сети переменного тока (без промежуточного трансформатора) последовательно с выпрямительным мостом B_{cm} часто включается сопротивление R_6 , позволяющее уменьшить величину обратного напряжения на вентилях. Следует, однако, принять во внимание, что при размыкании цепи смещения обратное напряжение на вентилях становится равным напряжению сети. Цепь смещения вызывает повышение постоянной времени всего усилителя на величину постоянной времени контура, образуемого обмотками смещения ω_{cm} , выпрямителем B_{cm} и включенным между ними сопротивлением R_{cm} . Для того чтобы постоянная времени этого контура была невелика, сопротивление R_{cm} берется достаточно большим.

$$R_{cm} \gg R_y \frac{\omega_{cm}^2}{\omega_y^2}. \quad (85)$$

В схеме на рис. 33,а $R_{см}$ представляет собой сумму двух переменных сопротивлений: $R'_{см}$ и $R''_{см}$, из которых одно служит для грубой, а другое для тонкой регулировки тока смещения. Часто, однако, можно ограничиться одним переменным и одним постоянным сопротивлениями. Все сопротивления в цепи смещения обычно выполняются проволочными. Иногда их температурный коэффи-

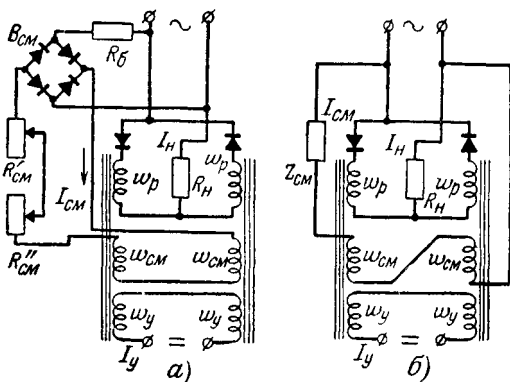


Рис. 33. Схемы введения смещения в магнитных усилителях.

а — постоянным током; б — переменным током.

циент подбирается таким образом, чтобы компенсировать изменение рабочей точки усилителя, вызываемое изменением температуры окружающей среды.

В двухполупериодном усилителе величина тока смещения, необходимого для получения минимального значения тока $I_{н.мин}$ на выходе усилителя при отсутствии сигнала на его входе, определяется формулой (см. § 3)

$$I_{см} = -I_{н.мин} \frac{w_p}{2w_{см}} \approx -\frac{H_{сд}l}{w_{см}}. \quad (86)$$

Задаваясь значением $I_{см}$, исходя из имеющегося источника постоянного тока или выпрямителя, можно по формуле (86) определить требуемое число витков обмотки смещения.

На рис. 34 показано влияние величины и знака тока смещения $I_{см}$ на характеристику вход—выход магнитного усилителя. Характеристика, соответствующая току смещения, определяемому формулой (86), обозначена через $I'_{см}$.

На рис. 33,б приведена типичная схема осуществления смещения переменным током. Обмотки смещения $w_{см}$, соединяемые между собой встречно по отношению к обмоткам управления w_y , через большое сопротивление $Z_{см}$ подключаются к источнику переменного тока. При достаточно больших значениях сопротивления $Z_{см}$ величина тока смещения практически не зависит от сигнала на входе усилителя. Вследствие указанного способа соединения обмоток $w_{см}$

переменный ток смещения не трансформируется в цепь управления и поочередно оказывает влияние то на один, то на другой сердечник и каждый раз именно на тот сердечник, для которого данный полупериод является управляющим. При отсутствии сигнала на входе усилителя ток смещения в управляющем полупериоде «размагничивает» соответствующий сердечник, т. е. заставляет его индукцию изменяться от B_s до меньшего (т. е. до более отрицательного) значения, что сопровождается уменьшением начального значения тока на выходе усилителя.

Достоинство применения смещения на переменном токе заключается в возможности экономии выпрямительного моста в тех слу-

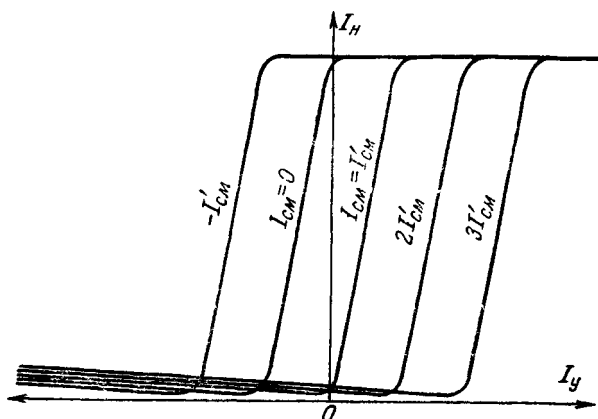


Рис. 34. Характеристики вход — выход усилителя по схеме рис. 33,а при различных значениях тока смещения.

чаях, когда отсутствует источник постоянного тока. Теоретически введением смещения переменным током можно снизить начальный ток на выходе усилителя до нуля. Практически, однако, это неосуществимо, так как требуется, чтобы ток смещения i_{cm} совпал по фазе и форме кривой с намагничивающим током i_μ в обмотках w_p усилителя. Если выбрать параметры сопротивления Z_{cm} в цепи смещения так, чтобы обеспечить совпадение токов i_{cm} и i_μ по форме и фазе, то при подаче входного сигнала увеличится не только ток нагрузки I_n , но также и ток смещения, что приведет к существенному уменьшению выходной мощности и коэффициента усиления. Это обстоятельство ограничивает возможность применения смещения переменным током для получения малых значений тока нагрузки при отсутствии сигнала на входе усилителя.

На практике применение смещения переменным током оказалось целесообразным при работе усилителя в режиме класса А, т. е. когда начальное значение тока нагрузки должно находиться на середине характеристики вход — выход усилителя. По этой причине смещение переменным током получило преимущественное применение в двухтактных магнитных усилителях.

Наряду с изменением коэффициента усиления и расположения

характеристики вход — выход усилителя относительно оси ординат часто требуется уменьшить величину минимального тока $I_{н.мин}$ на выходе усилителя, т. е. повысить кратность изменения тока нагрузки. Эта задача может быть выполнена при помощи схем, приведенных на рис. 35. Первая схема (а) используется преимущественно для усилителей с выходом на переменном токе. Нагрузка Z_H включается на выходе усилителя через трансформатор Tr с сердечником, имеющим прямоугольную петлю гистерезиса. Если выбрать число витков первичной обмотки w_1 трансформатора таким образом, чтобы напряженность поля, создаваемая в этой обмотке минималь-

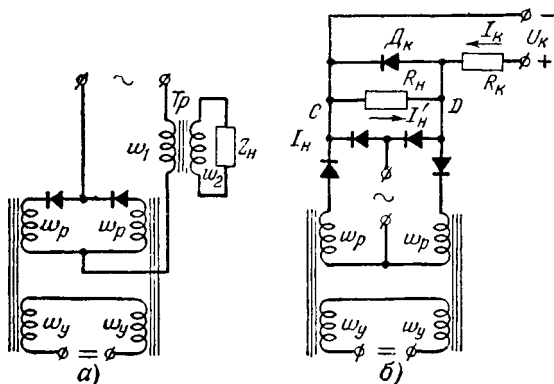


Рис. 35. Схемы, применяемые для уменьшения минимального значения тока нагрузки.

ным выходным током $I_{н.мин}$ усилителя, не превышала величины коэрцитивной силы H_c сердечника трансформатора, то его магнитный поток практически не будет изменяться при этом токе. Поэтому при сигнале на входе усилителя, соответствующем $I_n = I_{н.мин}$, напряжение на зажимах нагрузки, включенной на выходе трансформатора, будет близко к нулю. Схема рис. 35,а может быть использована и для нагрузки постоянного тока, если на выходе трансформатора включить выпрямитель.

В схеме рис. 35,б с выходом на постоянном токе уменьшение минимального значения тока на выходе усилителя достигается путем шунтирования нагрузки полупроводниковым диодом D_k , подключенным через сопротивление R_k к вспомогательному источнику напряжения постоянного (или выпрямленного) тока. При отключенном магнитном усилителе через сопротивление R_k и диод D_k протекает ток $I_{k0} = U_k / R_k$. Если величина тока на выходе магнитного усилителя меньше этой величины ($I_n < U_k / R_k$), точка D схемы имеет положительный потенциал относительно точки C и диод D_k шунтирует (закорачивает) нагрузку. Для идеального диода с нулевым сопротивлением в проводящем направлении ток нагрузки равен нулю. В действительности ток нагрузки может иметь небольшое отрицательное значение вследствие падения напряжения на диоде.

Если I_n становится больше U_k/R_k , то точка C схемы приобретает положительный потенциал относительно точки D , диод D_k запирается и через нагрузку протекает ток, равный

$$I'_n = \frac{I_n - \frac{U_k}{R_k}}{1 + \frac{R_n}{R_k} + \frac{R_n}{R_d}}.$$

Если $I_n < U_k/R_k$, то R_d представляет собой прямое сопротивление диода, которое весьма мало, и $I'_n \approx 0$. При $I_n > U_k/R_k$ величина сопротивления R_d равна обратному сопротивлению диода, которое много больше R_n . Так как обычно выбирают $R_k \gg R_n$, то при $I_n > U_k/R_k$ имеем:

$$I'_n = I_n - \frac{U_k}{R_k}.$$

17. МЕТОДЫ ИЗМЕНЕНИЯ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК УСИЛИТЕЛЕЙ

Выше (см. § 6 и 8) было установлено, что всякое изменение коэффициента усиления по напряжению магнитного усилителя сопровождается пропорциональным изменением постоянной времени его цепи управления в соответствии с формулой (55). Часто, однако, возникает необходимость изменить динамические характеристики магнитного усилителя без существенного изменения его статической характеристики вход — выход или создание быстродействующего магнитного усилителя, обладающего минимально возможной инерционностью.

На рис. 36 показаны некоторые способы изменения динамических характеристик усилителя без существенного изменения его коэффициента усиления. Схема рис. 36,а используется для повышения постоянной времени усилителя при помощи обмоток w_k , шунтируемых небольшим регулируемым сопротивлением. Таким путем удастся получить значения постоянной времени примерно до 5—20 сек в зависимости от мощности усилителя. Часто прибегают к такому способу увеличения постоянной времени усилителя с целью сглаживания низкочастотных пульсаций входного сигнала.

Весьма эффективным способом сокращения длительности переходного процесса в магнитных усилителях является введение положительной гибкой обратной связи (рис. 36,б), заключающейся в том, что в дополнительную обмотку w_r подается сигнал i_r , зависящий от скорости изменения напряжения на выходе усилителя и создающий в начале переходного процесса магнитное поле, совпадающее по направлению с полем усиливаемого сигнала. Введение положительной гибкой обратной связи, например по схеме рис. 36,б, часто позволяет в 5—15 раз сократить длительность переходного процесса. Отметим, что если в этой схеме

$$\omega_r \geq \omega_y \frac{T + R_r C_r}{K_U R_y C_r},$$

но в ней возникают незатухающие автоколебания [Л. 2]. Поэтому схема рис. 36,б используется также для устройства магнитных генераторов инфразвуковой частоты.

Гибкая обратная связь может быть не только положительной, но и отрицательной. Последняя используется для повышения инерционности усилителей, стабилизации (устранения автоколебаний) многокаскадных усилителей и создания интегрирующих усилителей. Для получения гибкой отрицательной обратной связи в схеме

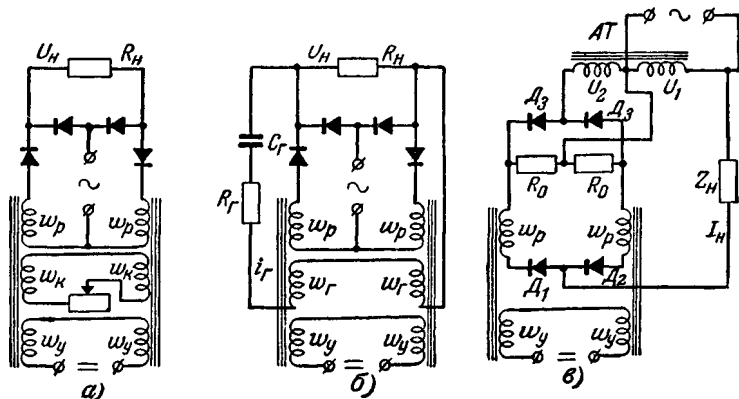


Рис. 36. Методы изменения динамических характеристик магнитных усилителей.

рис. 36,б достаточно изменить направление тока i_r в обмотках w_r , поменяв местами концы этих обмоток.

Выше уже отмечалось, что в магнитном усилителе с выходом на переменном токе по схеме рис. 3,в и в усилителе по схеме рис. 22,а наблюдается затягивание переходного процесса при подаче на вход усилителя сигнала, вызывающего уменьшение тока нагрузки. При наличии такого сигнала полярность э. д. с., индуцируемой в рабочих обмотках w_p вследствие наличия индуктивной (трансформаторной) связи с обмотками управления, соответствует проводящему направлению диодов D_1 и D_2 . При быстром изменении сигнала величина этой э. д. с. оказывается достаточной, чтобы отпереть тот диод (D_1 или D_2), который в данном полупериоде обычно является запертым. При этом цепь, образуемая обмотками w_p и диодами D_1 и D_2 , шунтирует вход усилителя и повышает его инерционность. Это явление существенно сказывается лишь в усилителях с выходом на переменном токе (рис. 3,в) и в усилителях с отдельным выпрямителем для нагрузки постоянного тока (рис. 22,а) вследствие низкого обратного напряжения на диодах D_1 и D_2 в этих схемах и отсутствия сопротивления нагрузки в контуре $w_p-w_p-D_1-D_2$, шунтирующем цепь управления. На рис. 36,в приведена схема, позволяющая устранить повышенную инерционность усилителей по схеме рис. 3,в для уменьшающихся значений тока нагрузки и получить одинаковое быстродействие как при подаче, так и при снятии сигнала. Схема рис. 36,в отличается от обыч-

ной схемы рис. 3,в наличием двух дополнительных диодов $\bar{D}_3$ и двух сопротивлений R_0 . Усилитель питается от автотрансформатора АТ. Напряжение U_1 равно номинальному значению питающего напряжения для схемы рис. 3,в. На сопротивлениях R_0 однополупериодным выпрямленным током создается падение напряжения, равное приближенно напряжению U_2 автотрансформатора. Напряжения на сопротивлениях R_0 направлены навстречу э. д. с., индуцируемой в обмотках ω_p во время переходного процесса при уменьшении тока нагрузки и стремятся держать запертым поочередно один из диодов $\bar{D}_1$ и $\bar{D}_2$. Запирается диод, связанный с сердечником, для которого имеет место управляющий полупериод. Величина сопротивлений R_0 выбирается много меньше сопротивления нагрузки R_n . При этом ток нагрузки всегда проходит через то сопротивление R_0 , к зажимам которого в данном полупериоде не приложено напряжение U_2 . Поэтому наличие сопротивлений R_0 не вызывает существенного снижения выходной мощности усилителя.

18. БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЕ МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Наряду с рассмотренными выше способами воздействия на динамические характеристики магнитных усилителей существует особая группа методов построения так называемых быстродействующих магнитных усилителей, обладающих минимально возможной инерционностью. У быстродействующих усилителей значение индукции B_y в конце любого управляющего полупериода зависит лишь от величины сигнала, действующего в течение этого полупериода, и не зависит от предшествующих значений сигнала. Достигается это путем устранения тем или иным способом влияния величины выходного напряжения усилителя, определяемой предыдущим значением сигнала, на процессы изменения индукции в управляющем полупериоде.

Рассмотренная в § 14 схема рис. 29,а по существу является быстродействующей схемой, так как установившееся значение индукции B_y достигается в первом же полном управляющем полупериоде после изменения величины сопротивления $R_{ш}$. Это свойство схем рис. 29,а может быть использовано для построения быстродействующих магнитных усилителей, управляемых напряжением, а не сопротивлением. Заменим в схеме рис. 29,а сопротивление $R_{ш}$ источником усиливаемого напряжения постоянного тока U_y и блокирующим диодом $\bar{D}_2$, включаемым, как показано на рис. 37,а. Напряжение сигнала U_y приложено к вентилю $\bar{D}_2$ в непроводящем направлении, и поэтому ток не может протекать в направлении действия напряжения сигнала. Если пренебречь падением напряжения на внутреннем сопротивлении источника усиливаемого сигнала, то при $U_y=0$ все питающее напряжение u в управляющем полупериоде через диод $\bar{D}_2$ приложено к обмотке ω_p и размагничивает сердечник до такой степени, что в рабочем полупериоде ток на выходе усилителя имеет минимально возможное значение, точно так же как это имеет место в схеме рис. 29,а при $R_{ш}=0$. Если напряжение сигнала U_y равно или превышает амплитудное значение питающего напряжения U_m , то диод $\bar{D}_2$ окажется запертым в течение всего управляющего полупериода, т. е. сердечник не размагничивается и в конце полупериода $B_y=B_s$, что соответствует максимальному значению тока нагрузки.

Найдем характеристику вход — выход усилителя, выполненного на сердечнике с прямоугольной петлей гистерезиса по схеме рис. 37,а, для простейшего случая, когда сигнал представляет собой однополупериодное выпрямленное напряжение $u_y = -U_{ym} \sin \omega t$ (рис. 38,б), находящееся в противофазе в управляющем полупериоде с напряжением сети, и можно пренебречь активным падением

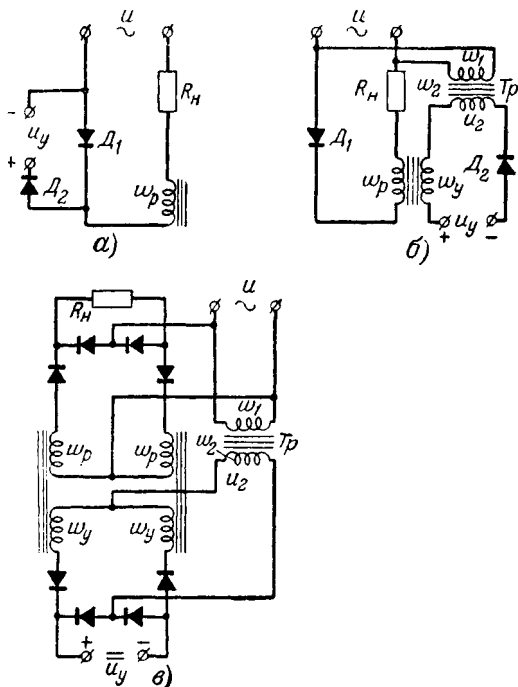


Рис. 37. Быстродействующие магнитные усилители.

напряжения в цепи управления. Первый полупериод питающего напряжения является рабочим (рис. 38,а), а следующий — управляющим. В этом полупериоде индукция в сердечнике изменяется от начального значения B_s при $\omega t = \pi$ до значения B_y при $\omega t = 2\pi$ под действием суммарного напряжения $u - u_y = (U_m - U_{ym}) \sin \omega t$ (рис. 38,б):

$$B_y = B_s + \frac{1}{\omega \omega_p S} (U_m - U_{ym}) \int_{\pi}^{2\pi} \sin \omega t d\omega t =$$

$$= B_s - 2B_m \left(1 - \frac{U_{ym}}{U_m} \right), \quad (87)$$

где B_m определяется формулой (4).

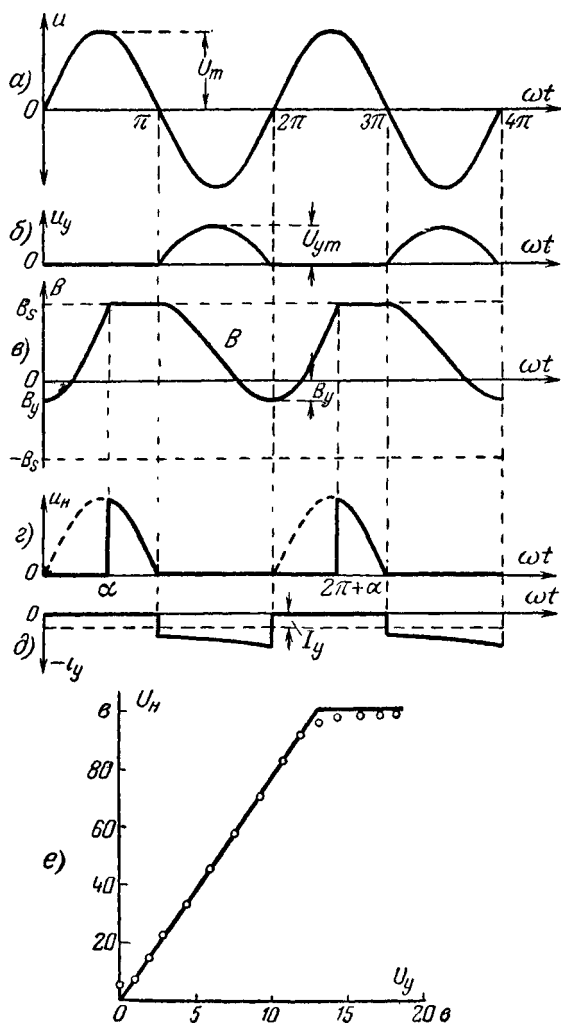


Рис. 38. К определению характеристики вход — выход быстродействующего усилителя по схеме рис. 37,а.

Подставляя это выражение в уравнение (11'), находим для напряжения на выходе усилителя без учета влияния намагничивающего тока:

$$U_n = U_{n, \max} \frac{U_{ym}}{U_m}, \quad (88)$$

где для однополупериодного усилителя

$$U_{n, \max} = I_{n, \max} R_n = \frac{U_m}{\pi R} R_n = \eta \frac{U_m}{\pi}.$$

Поэтому для схемы рис. 37,а имеем:

$$U_n = \frac{\eta}{\pi} U_{ym} = \eta U_y, \quad (89)$$

где $U_y = U_{ym}/\pi$ — среднее значение однополупериодного напряжения сигнала.

Таким образом, в рассматриваемом случае среднее значение напряжения на нагрузке U_n равно среднему значению напряжения сигнала U_y , умноженному на к. п. д. цепи нагрузки $\eta = R_n/R$,

а коэффициент усиления по напряжению $K_U = U_n/U_y = \eta = \frac{R_n}{R}$. Уравнение (89) показывает, что схема рис. 37,а обладает свойствами усилителя с отрицательной обратной связью по напряжению.

На рис. 38,г и д показаны изменения во времени выходного напряжения и тока в цепи управления схемы рис. 37,а, а на рис. 38,е приведены теоретическая характеристика вход — выход усилителя согласно формуле (89) и экспериментальные точки для усилителя с сердечником из сплава 50НП.

Если требуется изменить значение коэффициента усиления по напряжению или изолировать источник усиливаемого сигнала от сети переменного тока, то вместо схемы рис. 37,а может быть применена схема рис. 37,б. При коэффициенте трансформации трансформатора T_p , равном $\omega_2/\omega_1 = \omega_y/\omega_p = U_2/U$, схемы рис. 37,а и б совершенно эквивалентны. Выходное напряжение по-прежнему имеет минимальное значение при $U_{ym} = 0$ и достигает максимального значения при $U_{ym} =$

$= U_{2m} = \frac{\omega_y}{\omega_p} U_m$. При этом коэффициент усиления напряжения

$$K_U = \frac{U_n}{U_y} = \frac{I_n R_n}{\frac{1}{\pi} U_{ym}} = \frac{\omega_p R_n}{\omega_y R} = \eta \frac{\omega_p}{\omega_y}. \quad (90)$$

Путем объединения двух однополупериодных усилителей, выполненных по схеме рис. 37,б, получим быстродействующий двухполупериодный усилитель, изображенный на рис. 37,в. Цепь нагрузки этого усилителя ничем не отличается от цепи нагрузки обычного двухполупериодного усилителя, выполненного по схеме рис. 3,а. В случае нагрузки переменного тока цепь нагрузки осуществляется согласно схеме рис. 3,в.

Цепь управления в схеме рис. 37,в выполнена таким образом, чтобы устранить всякое влияние магнитного состояния и процессов, происходящих в одном из сердечников в течение его рабочего полупериода, на перемагничивание другого сердечника в его управляющем полупериоде, что является необходимым условием создания быстродействующего усилителя. Величина индукции B_y в конце управляющего полупериода любого сердечника в схеме рис. 37,в зависит только от величины напряжения сигнала u_y , действующего в течение этого полупериода. Это достигается тем, что вторичное напряжение трансформатора Tr , равное $U_2 = U \frac{\omega_y}{\omega_p}$, в те-

чение одного полупериода запирает диод, включенный последовательно с обмоткой управления ω_y того сердечника, в котором имеет место рабочий полупериод, и тем самым «размыкает» эту обмотку. Одновременно это напряжение (U_2) отпирает диод обмотки ω_y второго сердечника и на ее зажимы подается напряжение $u_2 - u_y$, под действием которого к концу управляющего полупериода устанавливается индукция B_y . Через каждый полупериод сердечники меняются ролями.

Так как в схеме рис. 37,в увеличилось вдвое по сравнению с однополупериодной схемой рис. 37,б не только напряжение нагрузки, но также напряжение сигнала, то коэффициент усиления напряжения остается без изменения и определяется формулой (90).

Быстродействующие двухполупериодные магнитные усилители, обладающие такими же свойствами, как и схема рис. 37,в, также могут быть построены путем введения в усилителе отрицательной обратной связи по одной из схем рис. 39, в которых число витков обмоток управления ω_y много меньше числа витков рабочей обмотки ω_p . Рассмотрим сначала схему рис. 39,а, предназначенную для усиления сигналов постоянного тока. Допустим, что напряжение питания имеет полярность, указанную звездочкой, которая соответствует рабочему полупериоду для сердечника А. В интервале до насыщения этого сердечника ($0 \leq \omega t \leq \alpha$) в его обмотке ω_y индуктируется э. д. с. (пренебрегаем падением напряжения, обусловленным намагничивающим током)

$$e_2 = \frac{\omega_y}{\omega_p} U_m \sin \omega t \quad (0 \leq \omega t \leq \alpha).$$

После насыщения сердечника при $\omega t = \alpha$ эта э. д. с. становится равной нулю, но теперь в интервале $\alpha \leq \omega t \leq \pi$ в цепь управления подается напряжение обратной связи, равное падению напряжения на сопротивлении R_2 , образующем вместе с R_1 делитель напряжения:

$$u_{o.c} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \eta U_m \sin \omega t \quad (\alpha \leq \omega t \leq \pi).$$

Если выбрать $\frac{\eta R_2}{R_1 + R_2} = \frac{\omega_y}{\omega_p}$, то в течение всего управляющего полупериода сердечника Б к его обмотке ω_y оказывается приложено результирующее напряжение

$$u_2 - u_y = \frac{\omega_y}{\omega_p} U_m \sin \omega t - u_y,$$

где

$$u_2 = e_2 + u_{o.c} = \frac{\omega_y}{\omega_p} U_m \sin \omega t \quad (0 \leq \omega t \leq \pi). \quad (91)$$

Напряжение u_2 не зависит от угла насыщения сердечника и, следовательно, от предшествующего сигнала. Это напряжение играет точно такую же роль, как и напряжение u_2 в схеме рис. 37,в. Оно полностью «размагничивает» сердечник B в управляющем полупериоде до состояния $B_y = B_s - 2B_m$ при отсутствии сигнала на входе усилителя. В следующем полупериоде сердечники меняются ро-

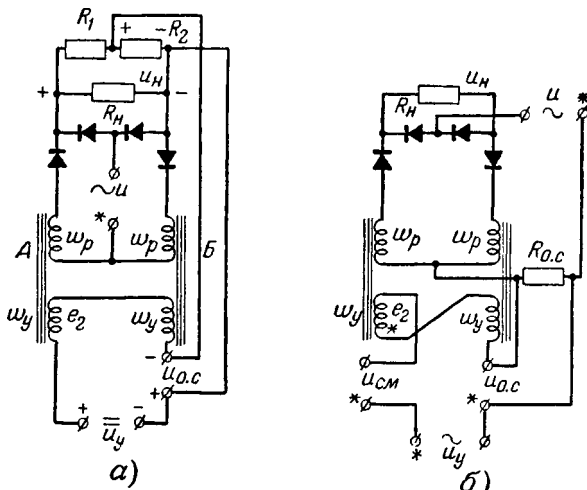


Рис. 39. Введение отрицательной обратной связи для создания быстродействующих усилителей.

лями и к обмотке управления первого сердечника снова приложено напряжение $|u_2| = u_y$. Таким образом, схема рис. 39,а работает точно так же, как и схема рис. 37,в, которая неслучайно обладает свойствами усилителя с отрицательной обратной связью.

Схема рис. 39,б отличается от схемы рис. 39,а тем, что изменены местами концы одной из обмоток управления, что позволяет использовать схему для непосредственного усиления сигналов переменного напряжения, изменяющихся с частотой источника питания. В цепь управления вводится переменное напряжение обратной связи $u_{o.c}$, равное падению напряжения на сопротивлении $R_{o.c}$. Величина последнего выбирается так, чтобы сумма напряжения $u_{o.c}$ и э. д. с. e_2 , индуктируемой в обмотках w_y в рабочих полупериодах, соответствовала формуле (91) независимо от угла насыщения сердечника. Однако теперь в отличие от схемы рис. 39,а полярность (фаза) этого напряжения ($u_2 = e_2 + u_{o.c}$) такова, что оно стремится вызывать насыщение в положительном направлении ($+B_s$) второго сердечника, находящегося в своем управляющем полупериоде. По-

этому в схему рис. 39,б необходимо ввести дополнительное переменное напряжение смещения (например, от общего питающего трансформатора), которое выбирается равным

$$u_{см} = 2 \frac{\omega_y}{\omega_p} U_m \sin \omega t.$$

В этом случае схема рис. 39,б становится эквивалентной схеме рис. 37,в с управлением двухполупериодным выпрямленным напряжением, так как результирующее напряжение, подаваемое на зажимы любой из обмоток управления в управляющем полупериоде, равно

$$u_{см} - (u_{о.с} + e_2) - u_y = \left(\frac{\omega_y}{\omega_p} U_m - U_{ym} \right) \sin \omega t.$$

По сравнению с двухполупериодными быстродействующими схемами рис. 37 схемы рис. 39 имеют то существенное преимущество, что они не требуют дополнительных вентилях в цепи управления.

Рассмотренные в настоящем параграфе быстродействующие магнитные усилители отличаются тем, что величина индукции B_y , устанавливающейся в сердечниках усилителя в управляющем полупериоде, однозначно определяется величиной сигнала, действующего в этом полупериоде, и не зависит ни прямо, ни косвенно от предшествующих значений сигнала. С другой стороны, в любом полупериоде среднее значение выходного напряжения магнитного усилителя с самонасыщением, в том числе и быстродействующего усилителя, однозначно определяется величиной индукции B_y , достигнутой в одном из его сердечников в предыдущем полупериоде. Поэтому быстродействующим магнитным усилителям свойственно наличие

запаздывания, равного полупериоду питающего напряжения $\frac{1}{2f}$. Передаточная функция быстродействующего усилителя определяется формулой (58), если в ней положить постоянную времени $T=0$:

$$W(p) = \frac{\bar{u}_n(p)}{u_y(p)} = K_U e^{-\frac{p}{2f}}. \quad (92)$$

При одинаковых числах витков обмоток управления зависимости выходного напряжения или тока нагрузки от тока управления для быстродействующих и обычных усилителей практически совпадают, т. е. оба типа усилителей имеют примерно одинаковое усиление по току. Существенное снижение запаздывания быстродействующих усилителей по сравнению с обычным достигается за счет существенного снижения коэффициентов усиления по напряжению и мощности и соответствующего повышения мощности источника усиливаемого сигнала по сравнению с мощностью управления обычными усилителями. Поэтому быстродействующие схемы менее пригодны для маломощных усилителей, чем «обычные». Кроме того, они предъявляют более жесткие требования к прямоугольности петли гистерезиса.

Наличие у быстродействующих усилителей фиксированного запаздывания, равного половине периода питающего напряжения, простота и малое число элементов в однополупериодных схемах рис. 37,а и б, а также возможность управления ими постоянным, переменным, однополупериодным (пульсирующим) или импульсным напряжением привели к широкому применению этих схем для построения магнитных логических элементов и различных устройств автоматики, телемеханики и вычислительной техники дискретного действия.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

ДВУХТАКТНЫЕ, МНОГОФАЗНЫЕ И МНОГОКАСКАДНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

19. ДВУХТАКТНЫЕ МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ С ВЫХОДОМ НА ПЕРЕМЕННОМ ТОКЕ

Рассмотренные в предыдущих главах одноктактные магнитные усилители с самонасыщением наряду с самостоятельным применением широко используются также для построения более сложных магнитных усилителей — двухтактных, многофазных и многокаскадных. Существует большое число схем подобных усилителей. Рассмотрим некоторые из наиболее интересных схем.

Двухтактные магнитные усилители, называемые также реверсивными магнитными усилителями, отличаются тем, что при изменении полярности усиливаемого сигнала изменяется полярность выходного напряжения. При выходе на переменном токе изменение полярности усиливаемого сигнала вызывает изменение фазы выходного напряжения на 180° . Подобные усилители, выполненные с самонасыщением, применяются преимущественно для управления двухфазными асинхронными двигателями.

Двухтактные усилители с самонасыщением обычно осуществляются путем дифференциального (встречного) включения выходов двух одинаковых одноктактных усилителей. При этом входной сигнал вызывает повышение тока (или напряжения) на выходе одного из одноктактных усилителей и уменьшение тока на выходе другого.

На рис. 40 приведена типичная схема двухтактного усилителя с выходом на переменном токе, состоящая из двух одноктактных усилителей по схеме рис. 3,б. Ток нагрузки равен разности токов на выходе одноктактных усилителей: $I_n = I_1 - I_2$. При отсутствии сигнала на входе усилителя ($I_y = 0$) при помощи переменного сопротивления $R_{см}$ в цепи смещения устанавливают равенство токов I_1 и I_2 , вследствие чего $I_n = 0$. При наличии сигнала одной полярности ток I_1 растет, а I_2 уменьшается и через нагрузку проходит ток $I_n = I_1 - I_2$. При изменении полярности сигнала ток I_1 уменьшается, а I_2 повышается, вследствие чего фаза тока нагрузки изменяется на 180° . На рис. 41 показан характер зависимостей токов I_1 , I_2 и I_n от тока управления I_y при различных значениях тока смещения. Характеристики рис. 41,а соответствуют отсутствию смещения. В этом

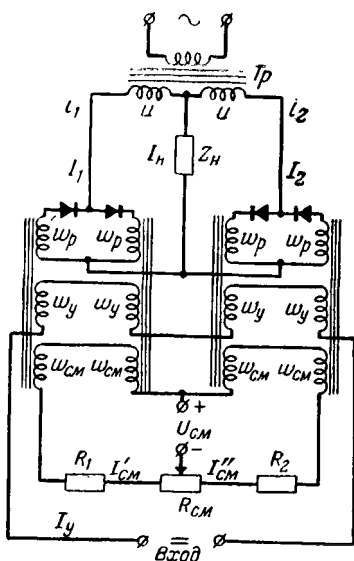


Рис. 40. Двухтактный магнитный усилитель с выходом на переменном токе, выполненный по дифференциальной схеме.

(рис. 41,а). При таких начальных токах фаза выходного напряжения усилителя меньше всего изменяется при изменении сигнала на его входе, что часто имеет решающее значение при выборе вели-

случае начальные значения токов I_1 и I_2 на выходе одноктактных усилителей близки к своим максимальным значениям, что вызывает излишний нагрев усилителя. Кроме того, может образоваться зона малой чувствительности в области слабых сигналов.

Наименьший нагрев имеет место, когда начальное состояние каждого одноктактного усилителя соответствует минимальной величине тока на выходе этого усилителя (рис. 41,б). В этом случае, когда при наличии сигнала работает по существу лишь один из одноктактных усилителей, говорят, что двухтактный усилитель работает в режиме класса В. Существенный недостаток этого режима состоит в том, что фаза выходного напряжения (или тока) усилителя, так же как и в случае отсутствия смещения (рис. 41,а), изменяется в значительных пределах при изменении величины входного сигнала.

Наибольшее усиление достигается при начальных токах I_1 и I_2 , равных примерно половине максимальной величины этих токов

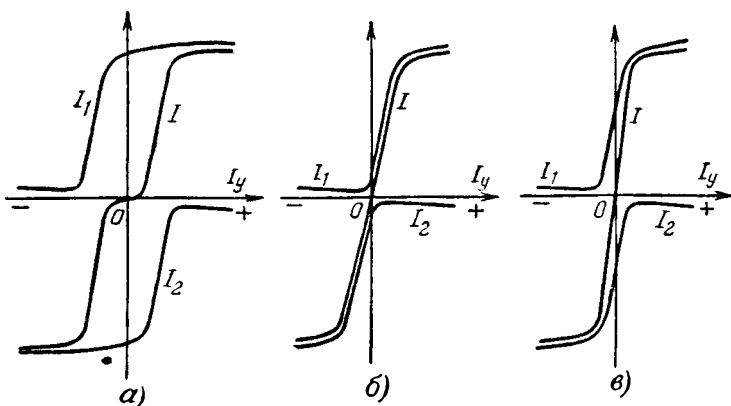


Рис. 41. Характеристики магнитного усилителя, выполненного по схеме рис. 40, при различных значениях тока смещения.

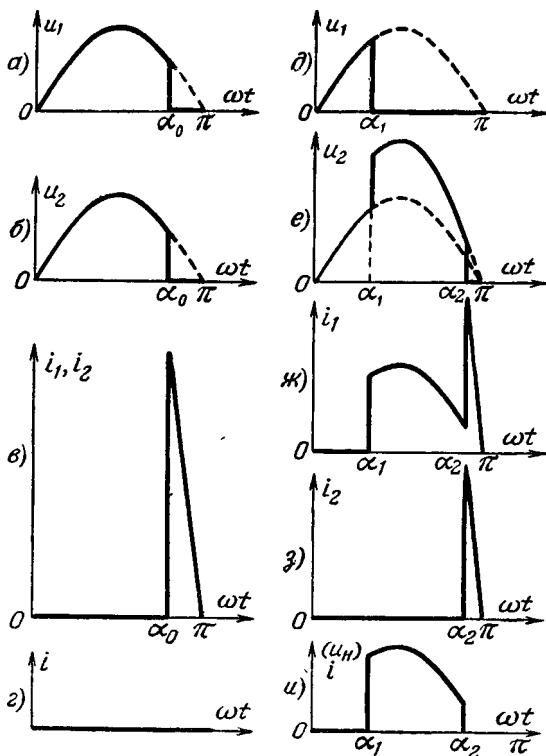


Рис. 42. Диаграммы напряжений и токов для магнитного усилителя, выполненного по схеме рис. 40.
а—г — при отсутствии сигнала; д—и — при наличии сигнала.

чины тока смещения. Если начальное состояние каждого одноконтного усилителя при отсутствии сигнала соответствует точке на середине линейного (рабочего) участка его характеристики (рис. 41, в), то принято говорить, что двухтактный усилитель работает в режиме класса А.

Следует подчеркнуть чисто условный характер приведенных на рис. 41 кривых для токов I_1 и I_2 . На рис. 41 изменение этих токов в функции сигнала показано в том виде, как это имеет место при независимой работе каждого одноконтного усилителя. При их совместной работе в двухтактном усилителе имеют место два новых явления, которые весьма существенно влияют на величины токов I_1 и I_2 . Действительно, допустим, что смещение усилителя, выполненного на сердечниках с прямоугольной петлей гистерезиса, выбрано так, что сердечники обоих одноконтных усилителей в схеме рис. 40 насыщаются при $\omega t = \alpha_0$, если на входе усилителя нет сигнала. На рис. 42, а и б для этого случая приведены за один из полупериодов кривые напряжения u_1 и u_2 на зажимах рабочих обмоток w_p соот-

ветствующих одноктных усилителей. До насыщения сердечников через обмотки w_p протекают небольшие токи и напряжения u_1 и u_2 практически равны питающему напряжению, т. е. напряжению на зажимах вторичной обмотки питающего трансформатора: $u_1 = u_2 = u = U_m \sin \omega t$. После насыщения одного из сердечников каждого одноктного усилителя при $\omega t = \alpha_0$ через соответствующие обмотки w_p обоих усилителей в интервале $\alpha_0 \leq \omega t \leq \pi$ протекает одинаковый ток (рис. 42,б)

$$i_1 = i_2 = \frac{U_m \sin \omega t}{R_0 + R_b}, \quad (93)$$

где R_0 и R_b — сопротивления рабочей обмотки и диода.

При этом ток нагрузки $i = i_1 - i_2 = 0$ (рис. 42,в).

Первая существенная особенность работы одноктных усилителей в двухтактной схеме заключается в том, что при одновременном насыщении сердечников обоих усилителей их рабочие обмотки и вентили образуют «краткозамкнутую» цепь, к которой приложено удвоенное напряжение питания ($2u$). Поэтому через рабочие обмотки и диоды могут протекать токи, значительно превышающие по величине максимальное значение тока нагрузки.

При наличии сигнала на входе усилителя угол насыщения (α_1) сердечников одного из одноктных усилителей уменьшается (рис. 42,б), а другой (α_2) увеличивается (рис. 42,в). Обычно можно пренебречь влиянием тока, протекающего через рабочие обмотки сердечника до его насыщения. В таком случае при активной нагрузке R_H находим для величины тока нагрузки в интервале $\alpha_1 \leq \omega t \leq \alpha_2$, когда сердечники одного из одноктных усилителей насыщены, а сердечники другого не насыщены (рис. 42,у):

$$i = i_1 - i_2 \approx \frac{U_m \sin \omega t}{R_H + R_0 + R_b} = \frac{U_m \sin \omega t}{R}. \quad (94)$$

В другом масштабе кривая на рис. 42,у изображает выходное напряжение усилителя (u_H).

После насыщения сердечника второго усилителя при $\omega t = \alpha_2$ через соответствующие обмотки w_p обоих усилителей проходит одинаковый ток $i_1 = i_2$, определяемый формулой (93), мгновенное значение которого может быть много больше тока нагрузки.

В интервале $\alpha_1 \leq \omega t \leq \alpha_2$ к обмотке w_p ненасыщенного сердечника второго усилителя, для которого имеет место рабочий полупериод, прикладывается повышенное напряжение, равное сумме питающего напряжения и падения напряжения на нагрузке:

$$\begin{aligned} u_2 = u + R_H i &= U_m \sin \omega t + \frac{R_H}{R_H + R_0 + R_b} U_m \sin \omega t = \\ &= (1 + \eta) U_m \sin \omega t, \end{aligned} \quad (95)$$

где

$$\eta = \frac{R_H}{R_H + R_0 + R_b}.$$

Под действием этого повышенного напряжения сердечник второго усилителя насыщается раньше, чем при работе того же усилителя в однополупериодной схеме. Таким образом, вторая существенная особенность двухтактной схемы рис. 40 заключается в том, что после насыщения сердечника одного из одноктактных усилителей переменное напряжение, действующее в рабочей цепи второго одноктактного усилителя, повышается практически вдвое (точнее, в $1+\eta$ раз).

Для устранения первого недостатка двухтактной схемы рис. 40 (наличие больших токов в обмотках ω_p , когда сердечники обоих одноктактных усилителей одновременно насыщены) достаточно, чтобы угол насыщения сердечников одного из усилителей мало отличался от 180° ($\alpha \approx \pi$) как при наличии, так и при отсутствии входного сигнала. Это легко достигается путем выбора смещения, соответствующего работе усилителя в режиме класса В (рис. 41,б).

Максимальные значения тока и напряжения на выходе двухтактного усилителя достигаются, когда сердечник одного из одноктактных усилителей насыщается при $\alpha_1=0$, а другого при $\alpha_2=\pi$, т. е. когда сердечник первого усилителя насыщен в течение всего рабочего полупериода, а сердечник второго усилителя практически не успевает насыщаться в течение рабочего полупериода. В этом случае из (94) находим для среднего значения тока в активной нагрузке без учета влияния тока i_2 , протекающего через обмотку ω_p ненасыщенного сердечника второго усилителя:

$$I_{н, макс} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{U_m}{R}.$$

В ряде случаев необходимо, однако, учесть влияние конечной величины тока i_2 , среднее значение которого равно минимальному значению тока на выходе одноктактного усилителя $I_{н, мин}$. В этом случае находим для среднего значения максимального тока на выходе усилителя:

$$I_{н, макс} = \frac{2U_m}{\pi R} - I_{н, мин} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{U_m}{R} (1 - K_{кр}^{-1}), \quad (96)$$

где

$$K_{кр} = \frac{2U_m}{\pi R} : I_{н, мин}$$

— кратность изменения тока одноктактного усилителя, входящего в состав двухтактной схемы. Для максимального действующего значения тока нагрузки можно без существенной погрешности написать

$$I_{макс} = 1,1 I_{н, макс} = \frac{U}{R} \left(1 - \frac{1}{K_{кр}} \right) = I_{о, макс} \left(1 - \frac{1}{K_{кр}} \right), \quad (97)$$

где $I_{о, макс}$ — максимальное действующее значение тока на выходе одноктактного усилителя. При сигнале, соответствующем максимальному значению тока нагрузки ($\alpha_1=0$ и $\alpha_2=\pi$), в течение всего рабочего полупериода к обмотке ω_p второго одноктактного усилителя приложено повышенное напряжение u_2 , определяемое формулой (95). Для того чтобы сердечник этого усилителя не насыщался при зна-

чениях $\omega t = \alpha_2 < \pi$, необходимо, чтобы максимальное изменение индукции за один полупериод под действием напряжения u_2 не превышало $2B_s$:

$$\int_0^{\pi} u_2 d\omega t \leq 2B_s \omega p S.$$

Подставляя значение u_2 из (95), находим максимально допустимое амплитудное значение питающего напряжения двухтактного усилителя:

$$U_m \leq \frac{\omega p S B_s}{1 + \eta}. \quad (98)$$

Для одноктных усилителей максимально допустимое питающее напряжение определяется формулой (4), из которой находим после подстановки $B_m \leq B_s$:

$$U_{m0} \leq \omega p S B_s. \quad (99)$$

Таким образом, максимальное питающее напряжение двухтактного усилителя должно быть в $1 + \eta$ раз меньше максимального питающего напряжения одноктного усилителя, входящего в его состав, для устранения вредного влияния второй особенности двухтактных усилителей (перераспределения напряжений на его обмотках).

Обычно максимально допустимый ток в обмотках усилителя определяется из условия допустимого нагрева. Если $I_{0.\text{макс}}$ — максимально допустимый по нагреву ток на выходе одноктного усилителя, то максимальный допустимый по нагреву ток двухтактного усилителя определяется формулой (97). В этом случае из (97) — (99) находим для отношения максимальных мощностей одноктного усилителя и выполненного на его основе двухтактного усилителя:

$$\frac{P_{\text{н.о.макс}}}{P_{\text{н.макс}}} = \frac{\frac{1}{\sqrt{2}} U_{m0} I_{0.\text{макс}}}{\frac{1}{\sqrt{2}} U_m I_{\text{макс}}} = \frac{1 + \eta}{1 - \frac{1}{K_{\text{кр}}}}. \quad (100)$$

Из этого равенства видно, что чем выше к. п. д. цепи нагрузки η , тем меньше выходная мощность двухтактного усилителя по сравнению с одноктным. Даже при $K_{\text{кр}} = \infty$ из (100) находим, что при $\eta = 0,5$ она в 1,5 раза, а при $\eta = 1$ вдвое меньше, чем у одноктного усилителя.

Наряду с рассмотренной дифференциальной схемой для двухтактных усилителей с выходом на переменном токе также используется мостовая схема (рис. 43). В этой схеме рабочая обмотка каждого сердечника разделена на две одинаковые половинки (а и б), включаемые в противоположные плечи моста последовательно с отдельными диодами. Принятый способ соединения обмоток и выпрямителей (диодов) обеспечивает создание в каждом сердечнике пульсирующего (однополупериодного) магнитного поля точно так же, как это имеет место в схеме рис. 40. Для простоты на рис. 43

опущена цепь смещения. Усиливаемый сигнал вызывает увеличение токов, протекающих через рабочие обмотки (a и b) одной пары сердечников, и уменьшение токов, протекающих через рабочие обмотки другой пары сердечников. Допустим, что увеличиваются токи в рабочих обмотках сердечников I и II , а токами в рабочих

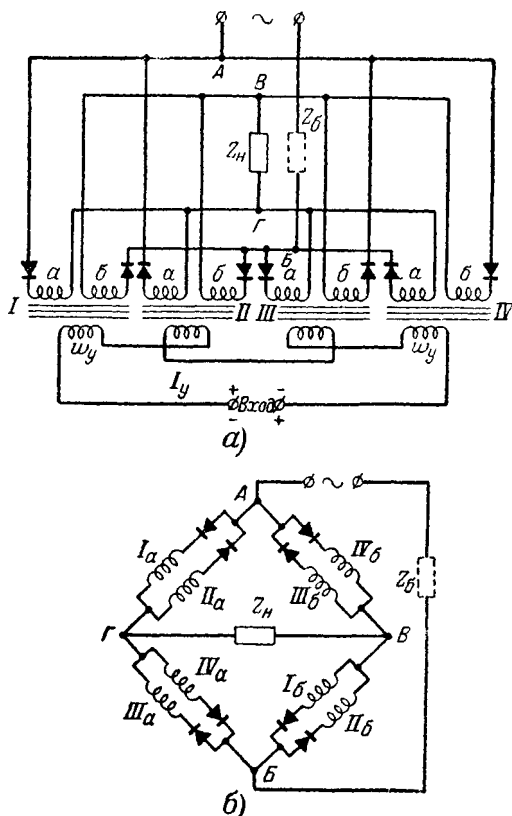


Рис. 43. Двухтактный магнитный усилитель, выполненный по мостовой схеме.

обмотках сердечников III и IV можно пренебречь. Тогда в течение одного полупериода ток от источника питания проходит через обмотку I, a , нагрузку Z_H и обмотку I, b , расположенную на том же сердечнике. В следующем полупериоде ток протекает через нагрузку в обратном направлении, проходя через обмотки II, b и II, a второго сердечника.

Основное достоинство мостовой схемы рис. 43 заключается в том, что она не требует питающего трансформатора, имеющегося в дифференциальной схеме рис. 40. Мостовой схеме присущи те же

недостатки, которые имеются у дифференциальной схемы: наличие больших токов в рабочих обмотках при одновременном насыщении двух сердечников усилителя (например, сердечников I и IV) и повышение в $1+\eta$ раз напряжения на зажимах одних рабочих обмоток (например, на IV,a и IV,b) после насыщения сердечника, на котором находятся другие рабочие обмотки (I,a и I,b), последовательно соединенные с первыми.

Устранение вредных последствий этих недостатков, так же как и в дифференциальной схеме, может быть достигнуто выбором смещения, соответствующего работе усилителя в режиме класса В, и снижением питающего напряжения в $1+\eta$ раз. При этом соотношение (100) остается справедливым и для мостовой схемы.

Для мостовой схемы имеется еще одна возможность, заключающаяся во включении последовательно с источником питания дополнительного сопротивления Z_6 , показанного на рис. 43 пунктиром. Величина этого сопротивления берется равной сопротивлению нагрузки $Z_6 = Z_n$. Тогда после насыщения одного из сердечников в рабочем полупериоде (например, сердечника I) питающее напряжение поровну распределяется между сопротивлениями Z_6 и Z_n и напряжения на зажимах других рабочих обмоток (IV,a и IV,b) не изменяются. Это позволяет в двухтактном усилителе сохранить такую же величину питающего напряжения, как и в одноктактном усилителе. Кроме того, сопротивление Z_6 ограничивает величину тока, протекающего в рабочих обмотках, когда одновременно два сердечника насыщены. Это позволяет выбрать смещение, соответствующее работе усилителя в режиме класса А (рис. 41,в). В этом случае при отсутствии сигнала на входе усилителя начальные углы насыщения его сердечников $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_0 = \frac{\pi}{2}$ и при любом сигнале первая гармо-

ника выходного напряжения совпадает по фазе либо сдвинута на 180° относительно питающего напряжения.

Недостаток схемы с дополнительным сопротивлением заключается в том, что в этом сопротивлении выделяется столько же или даже больше мощности (при конечном значении $K_{кр}$), чем в нагрузке.

20. ДВУХТАКТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ С ВЫХОДОМ НА ПОСТОЯННОМ ТОКЕ

На рис. 44 приведены типичные схемы двухтактных магнитных усилителей с выходом на постоянном (выпрямленном) токе, образуемых путем дифференциального включения двух одноктактных усилителей. Непосредственное вычитание двух постоянных токов I_1 и I_2 или двух постоянных напряжений U_1 и U_2 , получаемых на выходе соответствующих одноктактных усилителей, не представляется возможным. Для образования разности двух выпрямленных токов I_1 и I_2 или выпрямленных напряжений U_1 и U_2 необходимо использовать смесительную схему, содержащую два балластных сопротивления R_6 . Эти сопротивления могут быть включены двояко: либо параллельно при образовании разности токов I_1 и I_2 (схема рис. 44,а), либо последовательно при образовании разности двух напряжений U_1 и U_2 (рис. 44,б).

В схемах рис. 44 при помощи токов смещения $I'_{см}$ и $I''_{см}$ устанавливаются «рабочая точка» и «нуль» усилителя. В первой схе-

ме (а) при наличии усиливаемого сигнала ток на выходе одного из однотактных усилителей (например, I_1) увеличивается, ток (I_2) на выходе другого уменьшается и через нагрузку R_H протекает разность этих токов $I_H = I_1 - I_2$. При отсутствии балластных сопротивлений R_6 ток I_1 на выходе первого однотактного усилителя может частично замыкаться через диоды второго усилителя, не проходя

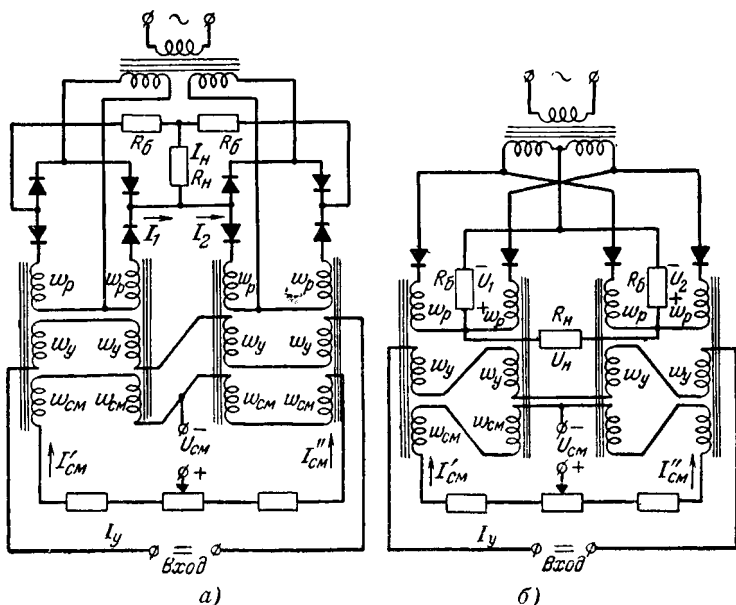


Рис. 44. Двухтактные усилители с выходом на постоянном токе, образуемые путем дифференциального включения двух однотактных усилителей.

через нагрузку. Поэтому при $R_6 = 0$ максимальные значения тока и мощности на выходе усилителя обычно оказываются много меньше, чем значения, достигаемые при оптимальной величине R_6 , равной $\sqrt{2} R_H$ [Л. 2].

В схеме рис. 44,б имеем «последовательное» соединение двух балластных сопротивлений R_6 , параллельно которым включается нагрузка R_H . На одном балластном сопротивлении первый однотактный усилитель создает падение напряжения U_1 , а на другом второй однотактный усилитель создает падение напряжения U_2 . При наличии сигнала на входе усилителя одно из этих напряжений растет, а другое уменьшается и на нагрузке появляется напряжение $U_H = U_1 - U_2$. Оптимальное значение балластного сопротивления в схеме рис. 44,б $R_6 = R_H / \sqrt{2}$ [Л. 2].

Вместо «параллельного» включения балластных сопротивлений и алгебраического суммирования токов на выходе двух однотактных усилителей, выполненных по схеме рис. 3,а, как это сделано в схеме рис. 44,а, можно применить «последовательное» включение балластных сопротивлений и суммирование напряжений подобно

тому, как это осуществлено в схеме рис. 44,б. Аналогичным образом можно осуществить суммирование токов на выходе одноктактных усилителей, имеющих в схеме рис. 44,б.

Существенным недостатком приведенных на рис. 44 схем является их низкий к. п. д. При максимальной отдаче мощность, выделяемая в балластных сопротивлениях R_6 , примерно в 5 раз превышает полезную мощность на выходе усилителя. Поэтому указанные схемы используются лишь для маломощных усилителей.

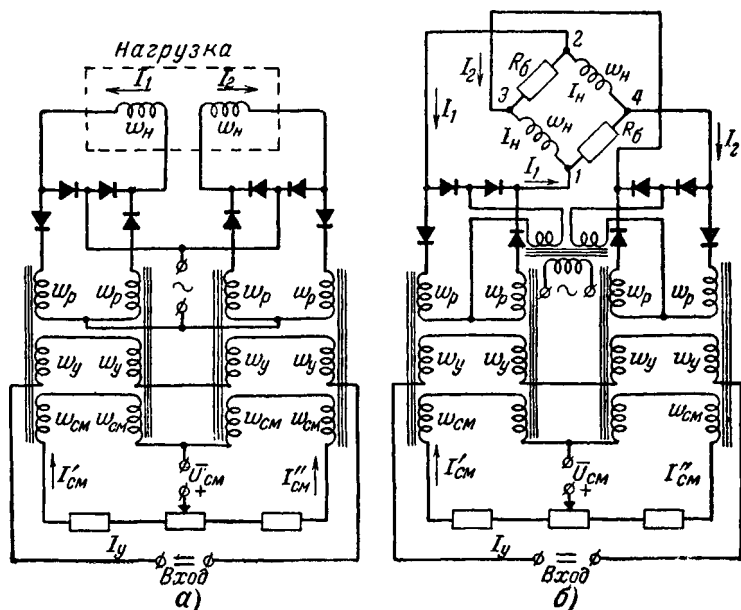


Рис. 45. Схемы включения двухтактных усилителей с выходом на постоянном токе в случае «электромагнитной» нагрузки с двумя одинаковыми обмотками.

В некоторых случаях на выходе двухтактного усилителя требуется включить обмотку какого-либо электромагнитного устройства, например обмотку возбуждения электрического генератора, обмотку поляризованного электромагнита и т. п. В таких случаях целесообразно выполнять такую электромагнитную нагрузку с двумя одинаковыми, гальванически не связанными обмотками, которая позволяет применить два одноктактных усилителя без балластных сопротивлений и трансформаторов. На выходе каждого одноктактного усилителя, выполненного по одной из схем рис. 3 или 22, включается одна из обмоток нагрузки так, чтобы результирующая намагничивающая сила (н. с.) нагрузки была пропорциональна разности токов на выходе усилителей (рис. 45,а). Тогда при нулевом значении усиливаемого сигнала результирующая н. с. нагрузки равна нулю. Обмотки управления одноктактных магнитных усилителей включаются последовательно таким образом, чтобы усиливаемый

сигнал вызывал увеличение тока на выходе одного из одноконтных усилителей и уменьшение тока на выходе другого.

Указанный принцип осуществления двухконтного усилителя для электромагнитной нагрузки может быть применен и для первых каскадов многокаскадных усилителей.

Достоинство двухконтных схем постоянного тока, основанных на выполнении электромагнитной нагрузки с двумя дифференциально включенными по схеме рис. 45,а обмотками w_n , заключается также в том, что в таких схемах не требуется силовой трансформатор, имеющийся, например, в схемах рис. 44, и они могут работать непосредственно от сети переменного тока.

Недостатком этих схем и, в частности, схемы рис. 45,а является то, что мощность, выделяемая в нагрузку, увеличивается по крайней мере вдвое по сравнению с мощностью, необходимой для создания заданного магнитного поля нагрузки H_n при наличии лишь одной обмотки w_n . Очевидно, что в такой же степени должна быть повышена и мощность на выходе магнитного усилителя. Действительно, при наличии лишь одной обмотки w_n , занимающей все поперечное сечение обмоточного пространства Q , для создания заданной напряженности поля H_n требуется мощность $P_n = I_n^2 R_n$, где

$$I_n = \frac{H_n l}{w_n}; \quad P_n = \frac{\rho l w_n^2}{\eta Q}.$$

Поэтому

$$P'_n = \frac{H_n^2 l^2 l_w^2}{\eta Q} = C \frac{H_n^2}{Q},$$

где l — длина магнитного пути; l_w — средняя длина одного витка обмотки w_n ; η — ее коэффициент заполнения; ρ — удельное сопротивление обмоточного провода; $C = l^2 l_w^2 \eta$ — конструктивная постоянная для данного объекта.

При переходе к двум дифференциально включенным по схеме рис. 45,а обмоткам w_n площадь окна для каждой обмотки уменьшается вдвое:

$$R_n = \frac{\rho l w_n^2}{0,5 \eta Q},$$

а

$$H_n = \frac{(I_1 - I_2) w_n}{l}.$$

Поэтому для мощности, выделяемой в нагрузку, находим:

$$P''_n = (I_1^2 + I_2^2) R_n = 2 \frac{1 + K^2}{1 - 2K + K^2} \cdot \frac{C H_n^2}{Q} = 2 \frac{1 + K^2}{1 - 2K + K^2} P'_n, \quad (101)$$

где $K = I_1/I_2$ — отношение токов на выходе соответствующих одноконтных усилителей при максимальном сигнале, которое в лучшем случае равно коэффициенту кратности $K_{кр}$ усилителя.

Если, например, $I_1 = 10I_2$, то мощность, выделяемая в нагрузке с двумя обмотками, включенными по схеме рис. 45,а, повышается в 2,5 раза по сравнению с мощностью, требуемой для получения заданного значения H_n при наличии лишь одной обмотки.

Схема на рис. 45,б свободна от этого недостатка. Здесь две обмотки нагрузки w_n вместе с двумя балластными сопротивлениями R_6 образуют мост, две противоположные вершины (1—2) которого подключены к выходу одного из однотактных усилителей, а две другие вершины (3—4) — на выходе другого однотактного усилителя. Сопротивление каждого балластного сопротивления берется равным сопротивлению одной из обмоток w_n : $R_6 = R_n$. Поэтому при подаче напряжения только на одну пару вершин (например, на 1—2) разность потенциалов между другими вершинами (3—4) моста оказывается равной нулю. Таким образом, включение нагрузки по мостовой схеме рис. 45,б позволяет развязывать однотактные магнитные усилители, которые работают независимо один от другого. Через обе обмотки w_n протекает одинаковый ток $I_n = 0,5(I_1 - I_2)$, непосредственно создающий у нагрузки требуемую напряженность поля. Поэтому дополнительное непроизводительное выделение мощности в обмотках w_n в рассматриваемой схеме не имеет места (в отличие от схемы рис. 45,а). Через сопротивления R_6 протекает сумма токов $0,5(I_1 + I_2)$. При этом суммарная мощность, выделяемая в нагрузке и балластных сопротивлениях R_6 , при заданном значении H_n равна мощности (101), выделяемой в схеме рис. 45,а в одной лишь нагрузке.

Для построения двухтактного магнитного усилителя с повышенным к. п. д. при работе на одну общую нагрузку постоянного тока обычно включают два однотактных магнитных усилителя (МУ-1 и МУ-2) по мостовой схеме рис. 46,а. При этом в противоположные плечи моста включаются рабочие обмотки и диоды одного и того же однотактного магнитного усилителя. С этой целью рабочая обмотка делится на две половинки $w_p/2$ подобно тому, как это сделано в мостовой схеме рис. 43. В схеме рис. 46,а через R_6 обозначено балластное сопротивление, равное по величине сопротивлению нагрузки R_n . Через R_6 протекает сумма токов однотактных усилителей ($I_1 + I_2$), а через R_n — разность этих токов.

Магнитные усилители, выполняемые по схеме рис. 46,а, обладают такими же свойствами и таким же к. п. д., как и усилители, выполняемые по схеме рис. 45,б. Если пренебречь потерями в активном сопротивлении рабочих обмоток и диодов, то величина этого к. п. д. определяется из формулы (101):

$$\eta = \frac{P'_n}{P''_n} = 0,5 \frac{1 - 2K + K^2}{1 + K^2}. \quad (102)$$

Если $K = \frac{I_1}{I_2} \rightarrow \infty$, то $\eta \rightarrow 0,5$. При $K = 10$ имеем $\eta = 0,4$. Таким образом, значение к. п. д. магнитных усилителей, выполненных по схемам рис. 45 или 46, не может превышать 0,5.

Если для однотактных усилителей МУ-1 и МУ-2 использовать схему рис. 3,б со средней точкой, то схема рис. 46,а для двухтакт-

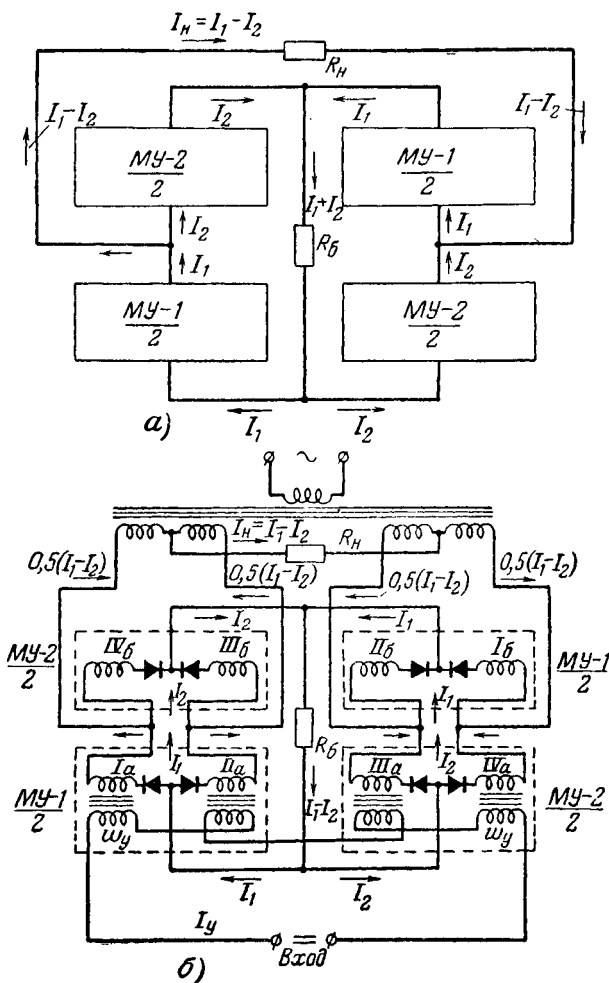


Рис. 46. Схемы двухтактных магнитных усилителей с выходом на постоянном токе, обладающих повышенным к. п. д. по сравнению со схемами рис. 44.

ного усилителя преобразуется к виду, показанному на рис. 46,б. Последняя схема получила широкое применение. На ней через $I,а$ и $I,б$ обозначены половинки ($\omega_p/2$) рабочей обмотки первого сердечника, $II,а$ и $II,б$ — второго сердечника и т. д. Цепь смещения для простоты опущена.

21. ДВУХТАКТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ С ОДНОПОЛУПЕРИОДНЫМ ВЫХОДОМ

Для маломощных двухтактных усилителей часто используют схемы с однополупериодным выходным напряжением, которые позволяют существенно уменьшить требуемое для усилителя число сердечников и диодов, а также весьма просто построить двухтактные быстродействующие усилители¹. Однополупериодные двухтактные усилители состоят из двух однократных однополупериодных усилителей, выполненных по схеме рис. 3,г, и содержат поэтому лишь два сердечника.

На рис. 47 приведены две дифференциальные схемы включения однополупериодных усилителей. Интересно отметить, что эти схемы могут быть получены из двухполупериодной схемы рис. 40 путем удаления двух сердечников. В однополупериодных двухтактных усилителях принципиально могут быть использованы все известные способы введения начального смещения (§ 116). В схемах на рис. 47 совершенно условно показано начальное смещение переменным током. При этом в схеме рис. 47,а имеется общее, одинаковое для обоих сердечников, а в схеме рис. 47,б — раздельное смещение с целью подгонки нуля усилителя, что осуществляется сопротивлениями $R'_{см}$ и $R''_{см}$. Отметим, что для уменьшения связи между отдельными цепями часто оказывается целесообразным осуществить смещение однополупериодным током, например путем включения вентилей последовательно с обмотками смещения в схемах рис. 47.

Принципиальное различие между схемами рис. 47,а и б заключается не в способе осуществления смещения, а в способе включения однополупериодных выпрямителей D_1 и D_2 . В схеме рис. 47,а обе половины схемы работают в течение одного и того же полупериода напряжения источника питания. В течение следующего управляющего полупериода цепь нагрузки полностью заперта. К концу управляющего полупериода оба сердечника усилителя всегда приходят в состояние практического насыщения, и следовательно, изменение индукции в управляющем полупериоде всегда начинается из одного и того же исходного магнитного состояния и не зависит от предшествующего значения тока нагрузки или сигнала. При данном значении смещения значения индукций в сердечниках усилителя по схеме рис. 47,а к концу управляющего полупериода зависят только от величины сигнала к началу этого полупериода, что является условием получения максимального быстродействия.

Поэтому схема рис. 47,а относится к числу быстродействующих усилителей, запаздывание которых лежит в пределах от 0,5 до 1,0 периода питающего напряжения в зависимости от фазы питающего

¹ Вследствие небольшого объема книги не оказалось возможным рассмотреть в ней общие вопросы построения двухтактных быстродействующих усилителей, в том числе и двухполупериодных. Эти вопросы подробно рассмотрены в [Л. 2 и 4].

напряжения в момент поступления сигнала. Разумеется, указанное минимальное запаздывание имеет место лишь при наличии активного сопротивления в цепи управления.

При отсутствии сигнала на входе усилителя напряжение на его выходе равно нулю. Также равна нулю результирующая э. д. с., индуцируемая в цепи управления. Усиливаемый сигнал сдвигает в разные стороны углы насыщения сердечников в рабочем полупе-

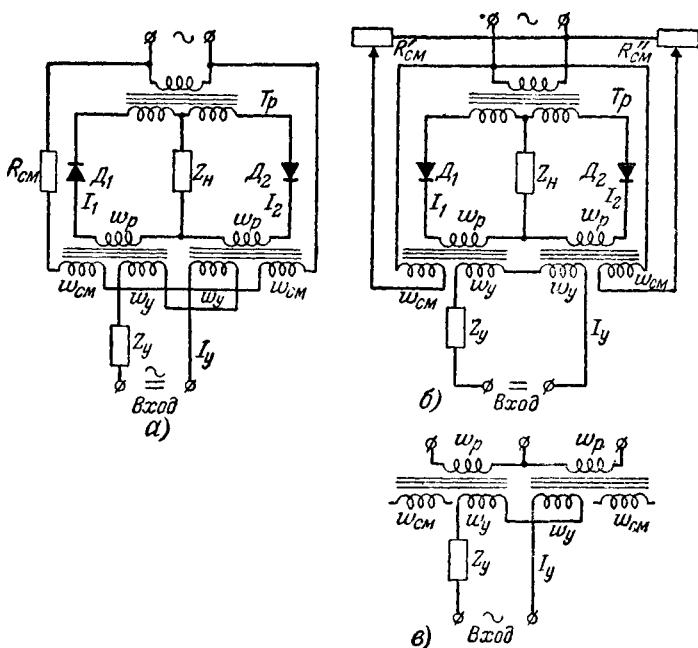


Рис. 47. Дифференциальные схемы магнитных усилителей на двух сердечниках.

риде, что вызывает появление соответствующего напряжения u_n на выходе усилителя. При этом в цепи управления индуцируется напряжение $u_2 = u_n \frac{w_y}{w_p}$. При небольшом сопротивлении в цепи управ-

ления в последней протекают большие переменные токи основной частоты, которые вызывают соответствующее уменьшение тока нагрузки. Если в цепи управления включить значительную индуктивность для ограничения величины переменного тока, наводимого в этой цепи, то теряется одно из главных достоинств схемы рис. 47, а — ее небольшая инерционность. Поэтому для ограничения величины переменного тока последовательно с обмотками w_y обычно включают большое активное сопротивление, которое приводит, естественно, к снижению коэффициента усиления мощности. Отметим, что переменный ток, трансформируемый из цепи нагрузки

в цепь управления, также вызывает уменьшение коэффициента усиления.

В схеме рис. 47,а при наличии сигнала на входе усилителя на выходе его появляется не только переменная составляющая тока основной частоты, но и постоянная составляющая тока, величина которой тем больше, чем выше сигнал на входе усилителя. При максимальной отдаче ток нагрузки представляет собой однополупериодный выпрямленный ток. На рис. 48,а показано выходное напряжение в этой схеме при отсутствии сигнала и для двух предельных сигналов противоположной полярности ($I_y = \pm I_{y.\text{макс}}$). Видно, что при изменении полярности сигнала изменяются фаза первой гармоники выходного напряжения на 180° и полярность постоянной составляющей этого напряжения. Поэтому схема рис. 47,а может быть использована как для нагрузки постоянного тока, так и для нагрузки переменного тока. При максимальном сигнале первая гармоника напряжения на выходе однополупериодного усилителя вдвое, а соответствующая мощность основной частоты в 4 раза меньше, чем для двухполупериодного усилителя.

Для улучшения формы кривой выходного напряжения переменного тока цепь нагрузки часто настраивается в резонанс для первой гармоники этого напряжения. Если на выходе усилителя включается управляющая обмотка двухфазного асинхронного двигателя, то наличие постоянной составляющей тока в этой обмотке создает тормозящий момент и снижает скорость вращения двигателя. Поскольку величина постоянного тока и, следовательно, его тормозящее действие уменьшаются со снижением сигнала на входе усилителя, применение схемы рис. 47,а иногда может привести к неустойчивой работе (автоколебаниям) следящей системы, в которой на выходе магнитного усилителя включен недостаточно демпфируемый двухфазный асинхронный двигатель.

От указанного недостатка свободна схема рис. 47,б. Здесь в течение одного полупериода работает одна половина схемы, а в течение следующего полупериода — вторая половина. При отсутствии сигнала на входе усилителя через нагрузку протекает двухполупериодный выпрямленный ток. Переменная составляющая тока нагрузки состоит лишь из четных гармоник, на которые двухфазный асинхронный двигатель не реагирует. Величина постоянной составляющей тока нагрузки при отсутствии усиливаемого сигнала зависит от начального смещения. Если установить такое смещение, при котором токи I_1 и I_2 имеют максимальные значения при отсутствии усиливаемого сигнала, то постоянная составляющая тока нагрузки также будет иметь максимальное значение. При подаче сигнала на вход усилителя один из токов I_1 или I_2 в зависимости от полярности сигнала уменьшается, а другой остается без изменения. Поэтому уменьшается величина постоянной составляющей тока нагрузки. При этом появляется напряжение основной частоты на выходе усилителя. При максимальной отдаче выходное напряжение, так же как и в схеме рис. 47,а, представляет собой однополупериодное выпрямленное напряжение.

На рис. 48,б показана форма кривой выходного напряжения в схеме рис. 47,б при отсутствии сигнала и для двух максимальных сигналов противоположной полярности. Видно, что при соответствующем выборе смещения с повышением сигнала уменьшается постоянная составляющая тока нагрузки, а при снижении усиливае-

мого сигнала растет постоянная составляющая тока нагрузки, что способствует быстрейшей остановке двигателя при $I_y=0$. Такой характер изменения тока нагрузки может быть полезен с точки зрения повышения устойчивости работы следящей системы. В цепи управления схемы рис. 47,б также индуцируются значительные переменные напряжения основной частоты при наличии сигнала на входе усилителя, что делает необходимым включение большого сопротивления в этой цепи. Поскольку полярность постоянной состав-

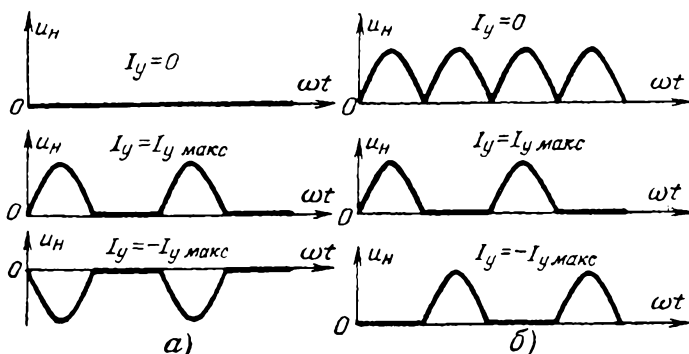


Рис. 48. Диаграммы выходного напряжения для усилителей на двух сердечниках.

а — для схем рис. 47,а и 49,а; б — для схем рис. 47,б и 49,б.

ляющей выходного напряжения в схеме рис. 47,б не изменяется эта схема не может быть использована в качестве двухтактной для нагрузки постоянного тока.

Отметим, что в схеме рис. 47,б в отличие от схемы рис. 47,а процесс перемагничивания одного из сердечников в его управляющем полупериоде зависит не только от текущего значения напряжения сигнала, но и от угла насыщения другого сердечника, находящегося в своем рабочем полупериоде, т. е. от предшествующего значения сигнала. Поэтому усилитель по схеме рис. 47,б при недостаточно высоком сопротивлении в цепи управления может быть небыстродействующим.

Схемы рис. 47 могут управляться не только сигналами постоянного тока, но и переменным напряжением той же частоты, что и источника питания. При этом в схеме рис. 47,а не требуются какие-либо изменения схемы, а в схеме рис. 47,б достаточно поменять местами концы одной из обмоток управления, как это показано на рис. 47,в. Наибольшее усиление достигается, когда напряжение сигнала совпадает по фазе или находится в противофазе с напряжением питания. При сдвиге фаз на 90° сигнал не вызывает появления первой гармоники напряжения на выходе магнитного усилителя.

На рис. 49 приведены мостовые схемы на двух сердечниках. Для простоты цели смещения опущены. Эти схемы получаются из основной мостовой схемы на рис. 43 либо путем удаления сердечников II и III (рис. 49,а), либо путем удаления сердечников II и IV (рис. 49,б). В схеме рис. 49,а рабочие обмотки обоих сердеч-

ников находятся под напряжением в течение одного и того же полупериода и обесточены в течение следующего полупериода. При отсутствии сигнала постоянная и переменная составляющие тока нагрузки равны нулю. С повышением сигнала I_y обе составляющие растут. Форма кривой выходного напряжения при различных сигналах показана на рис. 48,а. Во всех отношениях мостовая схема рис. 49,а соответствует дифференциальной схеме рис. 47,а. Схема рис. 49,а является быстродействующей (при активном сопротивле-

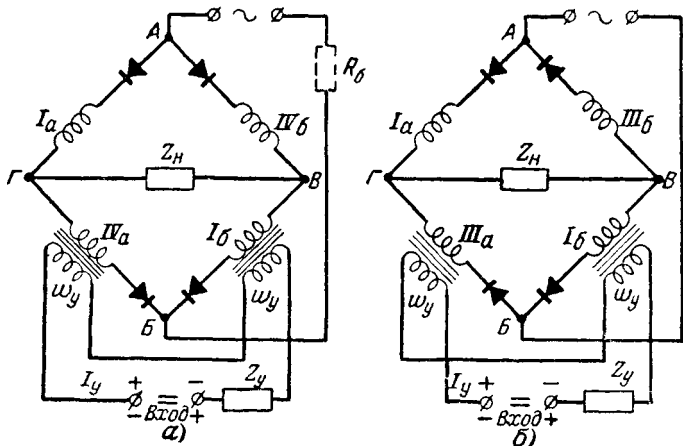


Рис. 49. Мостовые схемы магнитного усилителя на двух сердечниках.

нии в цепи управления) и без каких-либо изменений может управляться сигналами постоянного или переменного тока той же частоты, что и источника питания.

Существенный недостаток схемы рис. 49,а, так же как и схемы рис. 47,а, заключается в том, что при одновременном насыщении обоих сердечников через обмотки переменного тока и вентили проходят большие токи, которые могут немного превышать номинальное значение тока нагрузки. Эти токи способны вызывать сильный нагрев. Для устранения этого недостатка часто включают последовательно с источником питания балластное сопротивление R_6 , показанное на рис. 49,а пунктиром. Если выбрать $R_6 = R_n$, то напряжение, приложенное к обмотке ω_p одного из сердечников, не изменится после насыщения другого сердечника, так как теперь половина питающего напряжения падает на сопротивление R_6 . Поэтому балластное сопротивление R_6 в схеме рис. 49,а не только служит для ограничения тока в обмотках усилителя при одновременном насыщении его сердечников, но и позволяет повысить питающее напряжение до такой же величины, какая принимается для однотактного усилителя.

Отметим, что включение балластного сопротивления R_6 позволяет также обеспечить неизменную фазу выходного напряжения при любом сигнале данной полярности. С этой целью вводится начальное смещение, соответствующее начальному значению угла на-

сыщения обоих сердечников, равному $\alpha_0 = \pi/2$. Усиливаемый сигнал вызывает одинаковые по величине и противоположные по знаку приращения угла насыщения $\alpha_1 = \alpha_0 - \Delta\alpha$ и $\alpha_2 = \alpha_0 + \Delta\alpha$ (рис. 50).

Мостовая схема рис. 49,б во всех отношениях эквивалентна дифференциальной схеме рис. 47,б и форма кривой выходного напряжения при различных сигналах соответствует рис. 48,б. В этой схеме нет необходимости в балластном сопротивлении и питающее напряжение может быть выбрано таким же, как в одноконтурных схемах, так как рабочие цепи отдельных сердечников действуют независимо друг от друга в различных полупериодах питающего напряжения. Усилителем можно управлять переменным напряжением, если поменять местами концы одной из обмоток управления.

Коэффициент усиления мощности в одном каскаде, выполненном по одной из схем рис. 47 или 49, обычно намного меньше, чем у двухполупериодного усилителя с такими же сердечниками. Причина таких низких коэффициентов усиления заключается, как указывалось, в необходимости включения относительно большого сопротивления в цепи управления, а также в том, что даже небольшой переменный ток основной частоты, трансформируемый в цепь управления, вызывает существенное снижение коэффициента усиления. Для ограничения величины переменного напряжения в цепи управления рекомендуется выбрать число витков обмотки управления много меньше, чем число витков рабочих обмоток.

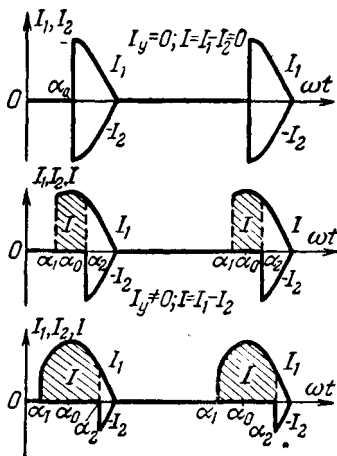


Рис. 50. Токи на выходе магнитного усилителя по мостовой схеме рис. 49,а при наличии балластного сопротивления $R_6 = R_n$ и начального смещения, соответствующего $\alpha_0 = \pi/2$.

22. МНОГОФАЗНЫЕ МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Многофазные магнитные усилители можно разделить на усилители с выходом на переменном токе и на усилители с выходом на постоянном токе. Первые применяются преимущественно для регулирования скорости трехфазных асинхронных двигателей и для стабилизации напряжения трехфазных источников питания. Трехфазные усилители с выходом на постоянном токе обеспечивают по сравнению с однофазными усилителями значительное уменьшение пульсаций выпрямленного напряжения, повышение к. п. д. усилителя и выпрямителя, снижение непроизводительных потерь в нагрузке, обусловленных переменной составляющей тока, и равномерную загрузку фаз источника питания.

Трехфазные усилители разделяются также на трехсердечниковые (трехдроссельные) и шестисердечниковые (шестидроссельные).

Первые характеризуются наличием лишь одного сердечника (дроселя) на каждую фазу, а вторые — двух сердечников.

На рис. 51 приведены схемы трехфазных усилителей с выходом на постоянном (выпрямленном) токе. В каждой фазе схемы 51,а имеется один однополупериодный однотактный усилитель по схеме рис. 3,г, а общая нагрузка R_H включается в нулевой линии. Основ-

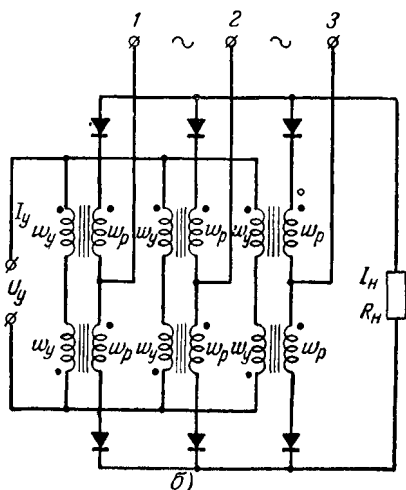
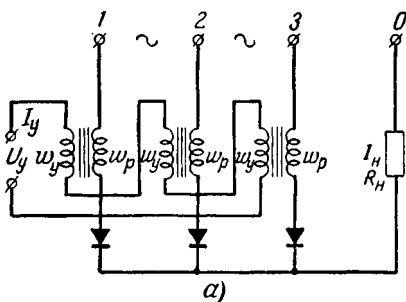


Рис. 51. Трехфазные магнитные усилители с выходом на постоянном токе.

ное достоинство этой схемы заключается в небольшом числе элементов, что упрощает изготовление и конструктивное оформление усилителя. Существенными недостатками трехсердечникового усилителя являются более низкий к. п. д. и более значительные пульсации выпрямленного напряжения, чем в усилителях на шести сердечниках, а также наводка больших напряжений утроенной частоты в цепи управления и необходимость в нулевом проводе. Все эти недостатки отсутствуют в трехфазной двухполупериодной (шестидроссельной) схеме рис. 51,б, где для удобства изображения начало каждой обмотки обозначено точкой.

Если в схемах с тремя сердечниками допустимо только последовательное соединение всех обмоток управления, то в схемах с шестью сердечниками часто более целесообразным является параллельное включение трех пар обмоток управления. При этом обмотки управления сердечников каждой отдельной фазы соединяются между собой последовательно. Такой способ включения обмоток

управления и показан на рис. 51,б. В этой схеме в каждой паре обмоток управления ω_y , относящихся к одной фазе, индуктируются четные гармоники э. д. с. При этом вторые гармоники э. д. с. одной пары обмоток ω_y сдвинуты по фазе либо на 120° , либо на 240° относительно этих же гармоник э. д. с. других пар обмоток управления. Поэтому если последовательно соединить все обмотки управления (рис. 52,а), то эти гармоники взаимно компенсируются и вторые гармоники тока не могут появиться в цепи управления. Усилитель практически работает в режиме подавленных четных гармоник тока;

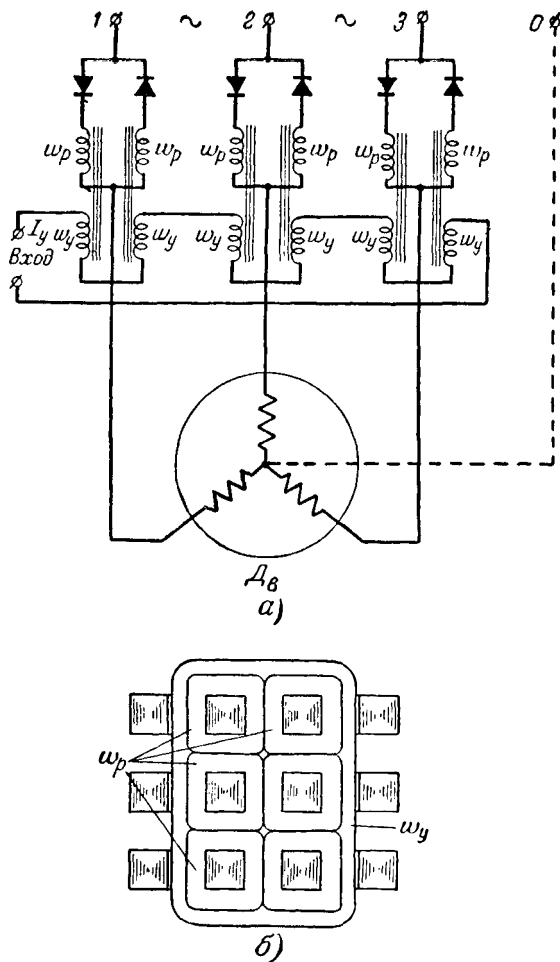


Рис. 52. Трехфазный магнитный усилитель для нагрузки переменного тока.

такой режим приводит к нелинейному характеру зависимости тока или напряжения нагрузки от тока управления. Кроме того, при последовательном соединении всех обмоток управления на их зажимах могут появляться значительные переменные напряжения удвоенной частоты, даже если две обмотки ω_y заменяются одной обмоткой ω_y , охватывающей оба сердечника данной фазы. Основное достоинство последовательного соединения всех обмоток управления заключается в том, что конструктивно они могут быть выполнены

в виде одной общей обмотки, охватывающей все сердечники (рис. 52,б). Только в этом случае устраняется наводка большого переменного напряжения в эту обмотку.

При параллельном соединении отдельных пар обмоток управления (рис. 51,б) четные гармоники тока могут свободно циркулировать по этим обмоткам независимо от сопротивления в цепи источника сигнала. В этом случае характеристика вход — выход схемы практически становится такой же линейной, как у однофазных усилителей, а напряжение удвоенной частоты на зажимах обмоток ω_y — небольшим.

На рис. 52 показан одноконтурный трехфазный усилитель на шести сердечниках, предназначенный для регулирования скорости асинхронного двигателя. Трехфазный усилитель состоит из трех однофазных двухполупериодных усилителей, которые при наличии нулевого провода, показанного на рис. 52 пунктиром, работают точно так же, как и в однофазных схемах. При отсутствии нулевого провода насыщение сердечника в одном из однофазных усилителей сопровождается перераспределением напряжений на обмотках ω_p двух других однофазных усилителей. При последовательном соединении всех обмоток управления такое взаимное влияние отдельных фаз приводит к существенной нелинейности характеристики вход — выход усилителя. Эта нелинейность может быть устранена путем параллельно-последовательного соединения обмоток управления согласно схеме рис. 51,б.

Отметим, что для маломощных трехфазных двигателей иногда ограничиваются двумя однофазными усилителями, включаемыми в двух фазах двигателя, а третью фазу последнего подключают непосредственно к соответствующей фазе сети. Недостаток такой схемы состоит в том, что для промежуточных значений сигнала образуется эллиптическое вращающееся поле.

23. МНОГОКАСКАДНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

В тех случаях, когда при помощи однокаскадного усилителя нельзя достигнуть необходимого усиления, включают несколько каскадов. Число каскадов в магнитном усилителе практически ничем не ограничено и иногда доходит до 5—6. Часто применяют многокаскадные усилители даже в тех случаях, когда необходимое усиление можно получить в одном каскаде. Например, включение дополнительного каскада усиления перед мощным выходным каскадом часто позволяет существенно уменьшить габариты и вес последнего каскада и всего усилителя в целом, так как можно выбирать более высокие значения напряженности постоянного поля и переменной составляющей индукции в выходном каскаде.

Нередко целесообразно увеличивать число каскадов магнитного усилителя для снижения его инерционности, так как при заданном значении коэффициента усиления инерционность усилителя обычно тем меньше, чем больше в нем содержится каскадов. Например, переход от однокаскадного усилителя к двухкаскадному часто оказывается достаточным для уменьшения инерционности усилителя в десятки и сотни раз. Наконец, многокаскадные магнитные усилители с отрицательной обратной связью часто применяются для осуществления высокостабильных измерительных усилителей. Применение отрицательной обратной связи в одном каскаде не

всегда позволяет получить необходимое усиление. Кроме того, применение дополнительного каскада позволяет несколько уменьшить степень самонасыщения (положительной обратной связи) в первом каскаде, например путем шунтирования соответствующих диодов (см. § 14), что часто целесообразно с точки зрения повышения стабильности нуля усилителя при колебаниях напряжения и частоты источника питания, температуры окружающей среды и т. п.

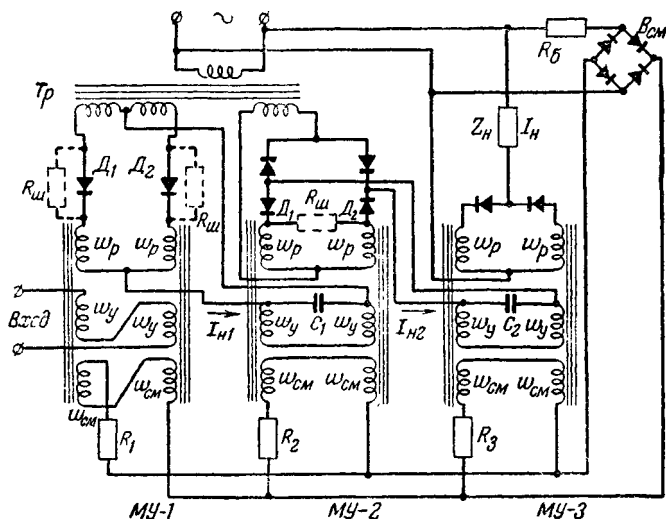


Рис. 53. Трехкаскадный однотактный магнитный усилитель.

Если не требуется изменения полярности выходного напряжения при изменении полярности сигнала на входе усилителя, то для всех каскадов могут быть использованы однотактные усилители. В качестве примера на рис. 53 приведена схема трехкаскадного усилителя. В первых двух каскадах применены магнитные усилители с выходом на постоянном токе, а в последнем каскаде — с выходом на переменном токе. Выходы первых двух каскадов и соответственно входы второго и третьего каскадов шунтированы развязывающими конденсаторами C_1 и C_2 . При отсутствии указанных емкостей напряжения удвоенной частоты, индуцируемые в обмотках управления w_y второго и третьего каскадов, могут выпрямляться выпрямителями предыдущих каскадов, что приведет к нарушению нормальной работы усилителя. Конденсаторы C_1 и C_2 замыкают четные гармоники на себя и тем самым развязывают отдельные каскады. Кроме того, указанные конденсаторы способствуют повышению мощности на выходе отдельных каскадов и улучшению линейности характеристики усилителя, которая ухудшается при индуктивной нагрузке.

При малых значениях постоянной времени цепи управления каскада, достигаемых соответствующим выбором числа витков об-

моток управления или включением дополнительного сопротивления последовательно с этими обмотками, развязывающие конденсаторы часто становятся излишними. Для устранения релейного эффекта, возникающего при работе усилителя с самонасыщением на индуктивную нагрузку в виде обмоток управления следующего каскада, часто целесообразно при отсутствии развязывающих конденсаторов включить каскады через отдельные выпрямители по схеме рис. 22,а. С этой же целью иногда шунтируют диоды D_1 и D_2 предыдущих каскадов сопротивлениями $R_{ш}$, показанными на рис. 53 пунктиром. Отметим, что развязывающие конденсаторы, как правило, не требуются при каскадном включении быстродействующих усилителей.

В схеме рис. 53 во всех трех каскадах предусмотрено смещение, осуществляемое от одного общего выпрямителя $V_{см}$. При наличии сопротивлений $R_{ш}$ шунтирующих диодов смещение часто оказывается излишним.

Низкое питающее напряжение первого каскада часто делает целесообразным применение для него схемы рис. 3,б, содержащей лишь два диода. Для более мощных каскадов, особенно при индуктивной нагрузке, рекомендуется использовать схему рис. 3,а.

Сердечники первых каскадов малой мощности обычно целесообразно выполнять из железоникелевых сплавов высокой проницаемости, применение которых повышает стабильность усилителя, определяемую главным образом первыми каскадами, а также уменьшает необходимое число каскадов. Сердечники для мощных выходных каскадов осуществляются из сплавов с прямоугольной петлей гистерезиса типа 50НП или из холоднокатаной стали типа Э310—Э380.

На рис. 54 приведена схема двухтактного двухкаскадного магнитного усилителя. Для первого каскада использованы два усилителя по схеме рис. 3,а. На каждой паре сердечников второго каскада предусмотрены две обмотки управления, включенные встречно на выходе соответствующих усилителей первого каскада. Это позволяет исключить балластные сопротивления, которые обычно имеются в двухтактных усилителях с выходом на постоянном токе. Второй каскад выполнен по схеме рис. 46,б с выходом на постоянном токе. Обмотки управления этого каскада шунтированы развязывающей емкостью.

На рис. 55 приведена типичная схема каскадного включения однополупериодных быстродействующих усилителей. Первый каскад выполнен по схеме рис. 3,г. В необходимых случаях для этого каскада может быть использована схема рис. 37,б с вентилем и опорным переменным напряжением в цепи управления. В схеме рис. 55 может быть добавлено любое число каскадов, включаемых аналогично выходному каскаду. При этом питающие напряжения смежных каскадов (u_1 и u_2) должны быть сдвинуты по фазе на 180° . Если в одном из каскадов имеет место управляющий полупериод, то в это время в двух смежных с ним каскадах имеют место рабочие полупериоды.

До насыщения сердечников первого каскада в его рабочем полупериоде падение напряжения на сопротивлении связи каскадов R_c , являющемся нагрузкой для первого каскада, весьма мало и питающее напряжение u_1 полностью прикладывается к зажимам управляющей обмотки второго каскада. После насыщения сердечника первого каскада напряжение на его обмотке ω_r , а следовательно,

и на обмотке ω_y второго каскада уменьшается до небольшой величины. Наличие двух встречно включенных вентилей D_1 и D_2 в цепи связи устраняет возможность обратного воздействия второго каскада на первый.

Очевидно, что каждый новый каскад увеличивает запаздывание усилителя на один полупериод питающего напряжения. Принцип построения этой схемы может быть использован и для образования реверсивных многокаскадных быстродействующих усилителей [Л. 4].

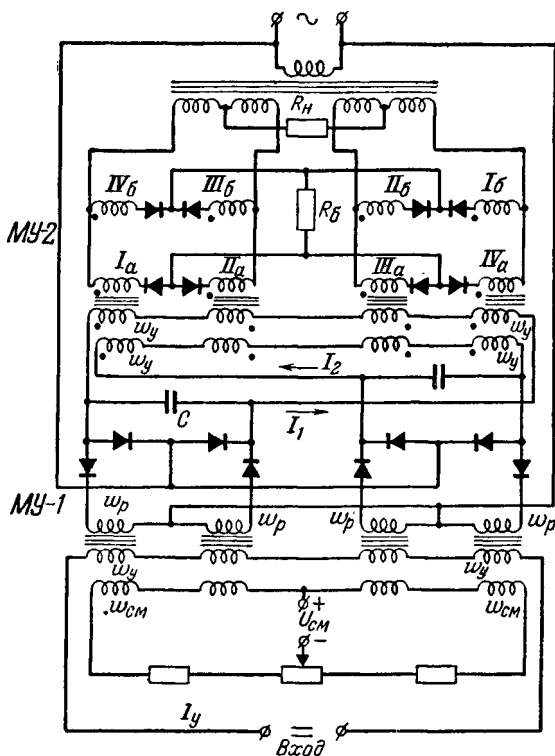


Рис. 54. Двухкаскадный двухтактный усилитель.

Для мощных выходных каскадов переменного тока часто целесообразно использовать магнитные усилители без обратной связи [Л. 1], а для первых каскадов реверсивных усилителей — высокочувствительные двухтактные усилители, выполняемые с общей положительной обратной связью или путем выпрямления четных гармоник тока нелинейными сопротивлениями с симметричной вольт-амперной характеристикой [Л. 1 и 2]. Часто оказывается целесообразным использовать совместно в одном многокаскадном усилителе магнитные и другие типы усилителей, например полупроводниковые, электронные и (или) электромашинные, которые нередко настолько

хорошо дополняют друг друга, что обеспечивают оптимальное решение поставленной задачи (см. § 24).

При осуществлении многокаскадных усилителей необходимо правильно согласовать отдельные каскады между собой. Это согласование состоит в следующем:

1. Подключение любого числа каскадов к первому каскаду не должно привести к повышению нижнего порога чувствительности усилителя. Для этого требуется прежде всего, чтобы нижний порог чувствительности каждого последующего каскада не превышал нижнего порога чувствительности предыдущего каскада, умноженного на его коэффициент усиления. Иногда при отсутствии развязывающей

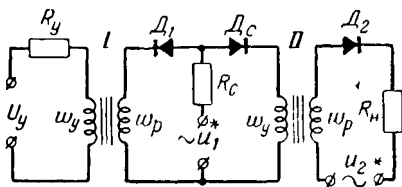


Рис. 55. Каскадное включение однокатных однополупериодных быстродействующих усилителей.

емкости между каскадами наблюдается значительное ухудшение стабильности усилителя в целом, обусловленное взаимным влиянием одного каскада на другой посредством четных гармоник тока. В некоторых случаях даже при «разомкнутым» многокаскадным усилителе (т. е. усилителе, выход которого не связан с входом через нагрузку, обратные связи и т. д.) возникают автоколебания, обусловленные связью между отдельными каскадами через общий источник питания. Это явление наблюдается преимущественно у однокатных усилителей. Если усилитель питается от маломощного источника, то случайное повышение тока на выходе последнего каскада вызывает снижение напряжения источника питания, что приводит к уменьшению тока на выходе первого каскада. Это в свою очередь вызывает с некоторым запаздыванием снижение тока на выходе последнего каскада. Теперь напряжение источника питания повышается, ток на выходе первого каскада увеличивается и т. д. При определенных параметрах системы возникают устойчивые автоколебания. В большинстве случаев достаточно увеличить мощность источника питания, например мощность питающего трансформатора, чтобы автоколебания прекратились. Часто можно устранить автоколебания путем введения гибкой стабилизирующей обратной связи с выхода последнего каскада на вход первого.

2. Постоянные времени отдельных каскадов должны удовлетворять требованиям, предъявляемым к динамическим характеристикам усилителя при работе в замкнутой системе. При этом каскадное включение быстродействующих усилителей не должно привести к обратному воздействию последующего каскада на работу предыдущего в течение его управляющего полупериода, которое обычно сопровождается ухудшением быстродействия. Требования к стабильности работы усилителя и его динамическим характеристикам обычно определяют необходимое число каскадов. Для получения заданных динамических характеристик иногда осуществляют питание первых, маломощных, каскадов повышенной частотой.

3. Сопротивление входа каждого последующего каскада должно быть согласовано с внутренним сопротивлением предыдущего каскада.

4. Характеристики отдельных каскадов, входящих в многокаскадный магнитный усилитель, должны быть выбраны так, чтобы можно было полностью использовать мощность последнего каскада. Обозначим через P_n максимальную мощность на выходе n -го каскада при работе на линейном участке характеристики усилителя, а через K_n — соответствующий коэффициент усиления мощности. Тогда для значения максимальной мощности на выходе предыдущего каскада (при работе на практически линейном участке характеристики усилителя) имеем:

$$P_{n-1} \geq \frac{P_n}{K_n}. \quad (103)$$

Следует, однако, отметить, что для двухтактных магнитных усилителей обычно не следует выбирать мощность P_{n-1} с большим запасом, так как если величина P_{n-1} значительно превышает P_n/K_n , то в большинстве типов выходных каскадов происходит уменьшение величины тока нагрузки I_n .

На рис. 56 показан характер зависимости тока I_n на выходе многокаскадного двухтактного усилителя от тока I_y на входе первого каскада при различных значениях коэффициента усиления первых каскадов. Кривая I получается при соблюдении условия (103) с небольшим запасом. Кривая II изображает характеристику многокаскадного усилителя в том случае, когда для отдельных каскадов $P_{n-1} < \frac{P_n}{K_n}$. Здесь не только полностью не используется номинальная мощность выходного каскада, но и в значительной мере нарушается линейность характеристики $I_n = f(I_y)$ усилителя.

Кривая III соответствует случаю, когда мощность первых каскадов выбрана со значительным запасом.

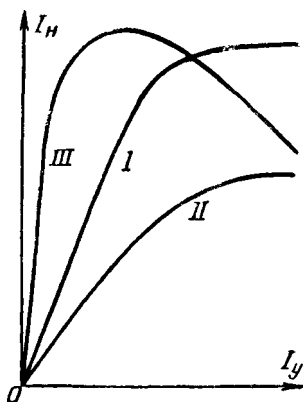


Рис. 56. Характеристики многокаскадного двухтактного усилителя в зависимости от согласования каскадов.

24. МАГНИТНО-ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Совместное применение магнитных и полупроводниковых усилителей часто позволяет в значительной мере устранить недостатки, присущие тому и другому типу усилителей, и максимально использовать их достоинства. При этом обычно достигаются уменьшение габаритов и веса усилителя, повышение его быстродействия и экономичности, часто улучшаются эксплуатационные характеристики усилителя и т. д.

При совместном применении магнитных усилителей и транзисторов существенно, чтобы последние выполнили такие функции и работали в таких режимах, при которых максимально использовались бы их положительные качества, а нестабильность характеристик транзисторов по возможности не влияла бы на работу усилителя в целом. Примерами таких применений транзисторов являются

предварительное усиление переменного напряжения и последующее его выпрямление для управления мощным магнитным усилителем, усиление напряжения на выходе магнитных модуляторов, рассмотренных в [Л. 1], создание автономных источников напряжения повышенной частоты для питания маломощных магнитных усилителей и модуляторов и т. д. Особенно целесообразным является использование транзисторов в режиме ключа, при котором не только уменьшается влияние нестабильности характеристик транзисторов, но и уменьшаются потери в них, что позволяет существенно увеличить выходную мощность транзисторного усилителя.

В настоящем параграфе рассматриваются некоторые типичные примеры совместного применения магнитных усилителей с самонасыщением и управляемых полупроводниковых приборов, которые могут быть разбиты на следующие три группы: 1) включение транзисторов на входе магнитных усилителей с целью создания быстродействующих усилителей с высоким коэффициентом усиления; 2) включение транзисторов в цепи нагрузки магнитных усилителей с целью улучшения параметров этой цепи (повышение к. п. д., снижение мощности питания и т. п.); 3) применение магнитных усилителей для управления мощными транзисторами, работающими в ключевом режиме, и управляемыми диодами.

На рис. 57 приведены простейшие схемы магнитно-транзисторных усилителей, в которых используется рассмотренная в § 14 возможность изменения выходного напряжения магнитного усилителя в пределах от его максимального до его минималь-

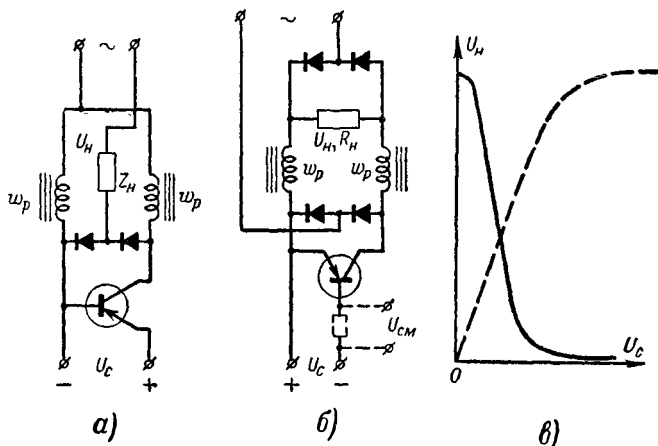


Рис. 57. Быстродействующие магнитно-транзисторные усилители.

ного значения путем шунтирования диодов, осуществляющих «самонасыщение» сердечников (рис. 30). В схемах рис. 57 шунтирующее сопротивление $R_{ш}$, имеющееся в схемах рис. 29, в и г, заменено транзистором, который может быть включен по схеме с общей базой (рис. 57, а) или по схеме с общим эмиттером (рис. 57, б). При отсутствии сигнала U_C на выходе транзистора база — коллек-

тор (рис. 57,а) или эмиттер — коллектор (рис. 57,б) сопротивление, шунтирующее диоды, весьма велико, что соответствует наибольшему значению выходного напряжения U_n (рис. 30). При подаче положительного сигнала на эмиттер относительно базы сопротивление перехода база — коллектор или эмиттер — коллектор уменьшается, что вызывает уменьшение выходного напряжения магнитного усилителя (сплошная характеристика на рис. 57,в).

Изменение вида характеристики вход — выход схем рис. 57 может быть достигнуто введением смещения в транзистор, которое отпирает его при отсутствии входного сигнала (например, способом, показанным на рис. 57,б пунктиром). Входной сигнал должен противодействовать смещению и запирает транзистор. В этом случае характеристика вход — выход усилителей приобретает вид, показанный на рис. 57,в пунктиром. Вместо суммирования напряжений сигнала и смещения, показанного на рис. 57,б, часто прибегают к суммированию токов сигнала и смещения на входе транзистора.

Ток коллектора в схемах рис. 57 имеет небольшую величину, равную току управления магнитного усилителя, у которого $\omega_y = \omega_p$. Для этих схем достигается усиление мощности порядка 10^6 — 10^7 . Для получения максимально возможной мощности на выходе этих схем петля гистерезиса сердечников должна обладать хорошей прямоугольностью ($B_r \approx B_s$). Отметим, что существует ряд других магнитно-транзисторных схем, в том числе и таких, которые не требуют применения сердечников с прямоугольной петлей гистерезиса [Л. 2 и 4].

На рис. 58 приведены некоторые схемы включения транзисторов в цепи нагрузок магнитных усилителей. В схеме рис. 58,а транзисторы, включенные по схеме с общим коллектором, используют взамен диодов, имеющих в обычном магнитном усилителе (рис. 3,б). Небольшое переменное напряжение $U_{б.к.}$, подаваемое на базу — коллектор, вызывает значительное повышение сопротивления эмиттер — коллектор в течение одного полупериода питающего напряжения и резкое уменьшение этого сопротивления в течение следующего полупериода питающего напряжения [Л. 2]. При этом транзистор приобретает свойства почти идеального диода, намного превосходящие свойства обычных полупроводниковых диодов в отношении величин обратного сопротивления и падения напряжения в прямом направлении. Поэтому схема рис. 58,а оказывается более стабильной, чем схема рис. 3,б с обычными диодами. Она позволяет осуществить стабильно работающий усилитель и получить значительное усиление даже при напряжении питания порядка 1 в, что невозможно в обычных схемах рис. 3.

В схеме рис. 58,б магнитный усилитель питается от источника постоянного тока U_n . Здесь транзисторы совмещают функции диодов, имеющих в схеме рис. 3,б, и преобразователя постоянного напряжения в переменное, необходимое для работы магнитного усилителя. Периодическое «включение» и «выключение» (запирание) транзисторов в схеме рис. 58,б осуществляется переменным напряжением $U_{з.б.}$, подаваемым в противофазе на эмиттер — база транзисторов от источника переменного напряжения, мощность которого может быть много меньше выходной мощности магнитного усилителя. Применение этой схемы целесообразно в тех случаях, когда имеющийся источник переменного тока слишком маломощен для питания магнитного усилителя.

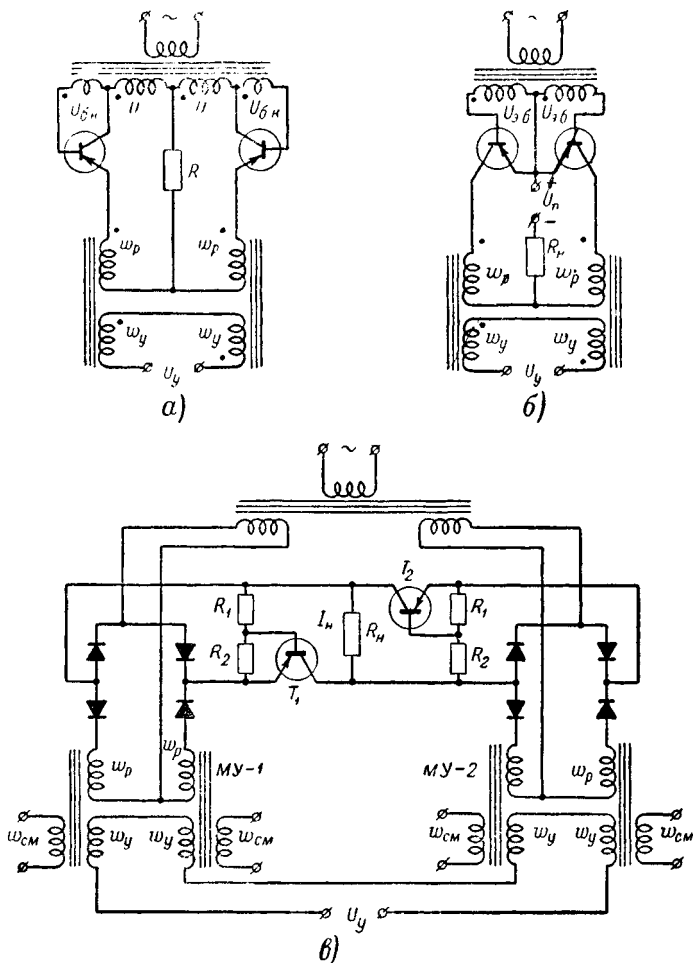


Рис. 58. Использование транзисторов в качестве управляемых диодов в цепи нагрузки магнитных усилителей.

Общим недостатком двухтактных магнитных усилителей с выходом на постоянном токе является их низкий к. п. д., не превышающий 50% у наиболее эффективных схем, даже при отсутствии потерь в обмотках, выпрямителях и сердечниках (§ 20). Применение транзисторов в качестве управляемых сопротивлений или выпрямителей в силовых цепях магнитных усилителей позволяет существенно повысить к. п. д. двухтактных усилителей с выходом на постоянном токе.

На рис. 58,а приведена схема реверсивного усилителя с выходом на постоянном токе [Л. 2], отличающаяся тем, что имеющиеся обычно в таких схемах балластные сопротивления (например, R_6 в схеме рис. 44,а) заменены транзисторами $T1$ и $T2$, включенными по схеме с общим эмиттером. На вход каждого транзистора через делитель на сопротивлениях R_1 и R_2 подается управляющее напряжение, пропорциональное выходному напряжению соответствующего однотактного магнитного усилителя ($МУ-1$ и $МУ-2$).

До насыщения сердечника однотактного усилителя в интервале $0 \leq \omega t \leq \alpha$ его выходное напряжение недостаточно, чтобы открыть относящийся к нему транзистор, который отключает этот усилитель от нагрузки. После насыщения сердечника усилителя, сопровождаемого значительным повышением его выходного напряжения, транзистор отпирается и это напряжение подается на нагрузку в течение интервала $\alpha \leq \omega t \leq \pi$. Поэтому если на вход усилителя подается сигнал, соответствующий максимальному значению выходного напряжения ($\alpha=0$) одного из однотактных усилителей и минимальному значению выходного напряжения ($\alpha=\pi$) другого, то транзистор второго усилителя будет заперт в течение всего рабочего полуцикла и выходное напряжение или ток двухтактного усилителя будет таким же, как у однотактного.

Параметры делителя (R_1 , R_2) выбираются так, чтобы транзисторы не ограничивали величины тока нагрузки в интервалах насыщения сердечников $\alpha \leq \omega t \leq \pi$. Это условие будет соблюдаться, если при $\alpha \leq \omega t \leq \pi$ ток коллектора

$$i_k = I_{k0} + K_1 i_b > i = \frac{U_m \sin \omega t}{R},$$

где i — мгновенное значение тока на выходе усилителя;

I_{k0} — начальный ток коллектора;

i_b — ток базы, соответствующий выходному напряжению однотактного усилителя и устанавливаемый посредством сопротивлений R_1 и R_2 ;

K_1 — коэффициент усиления по току транзистора с общим эмиттером.

Не следует, однако, выбирать i_b с большим запасом, так как ток нагрузки $i_n \approx i - i_b$. Поэтому выбор режима работы транзисторов, осуществляемый сопротивлениями R_1 и R_2 , также должен обеспечить при максимальной отдаче значения $i_b \ll i$.

Максимальное значение i_b целесообразно ограничить еще и потому, что при одновременном насыщении сердечников обоих усилителей, когда $i_n=0$, через транзисторы, вентили и обмотки w_p протекают повышенные токи вследствие того, что усилители оказываются нагруженными только на собственные небольшие внутренние сопротивления. Эти токи могут вызвать существенный нагрев транзисторов и других элементов схемы. Для устранения возможности появления повышенных токов и вызываемого ими нагрева достаточно либо ограничить максимальную величину тока базы i_b , либо установить смещение в магнитном усилителе, соответствующее его работе в режиме класса В. В последнем случае один из транзисторов всегда заперт. Для маломощных усилителей, у которых не имеет места существенный нагрев, может быть сохранен режим класса А,

что целесообразно с точки зрения повышения усиления и чувствительности усилителя.

Экспериментально было установлено, что применение схемы рис. 58,в дает увеличение выходной мощности усилителя примерно в 6 раз по сравнению со схемой рис. 44,а [Л. 2]. Транзисторы работают в некритическом режиме и поэтому мало влияют на характеристики усилителя и стабильность нуля.

В схеме рис. 58,в как магнитный усилитель, так и транзисторы должны быть рассчитаны на полную мощность нагрузки. Поэтому она может быть рекомендована лишь для относительно маломощных усилителей. На большие мощности реверсивные усилители с выходом на постоянном токе целесообразно выполнить только на транзисторах, работающих в ключевом режиме, или на управляемых диодах.

На рис. 59,а приведена типичная нереверсивная схема управления транзистором при помощи магнитного усилителя, выполненного по схеме рис. 35,б. Для обеспечения работы транзистора в режиме ключа сердечники магнитного усилителя должны изготавливаться из материала с прямоугольной петлей гистерезиса. Благодаря «компенсации» минимального тока магнитного усилителя по схеме рис. 35,б напряжение на входе транзистора практически равно нулю в интервале $0 \leq \omega t \leq \alpha$, когда оба сердечника усилителя одновременно не насыщены. В результате потери в транзисторе минимальны. При $\omega t = \alpha$ ток на входе транзистора скачком увеличивается до величины, достаточной для перевода транзистора в полностью открытое состояние, при котором потери в нем снова весьма малы. Поэтому при управлении транзистора по схеме рис. 59,а обычно можно в несколько раз увеличивать полезную мощность на его выходе по сравнению с максимально доступной мощностью в режиме плавного изменения тока коллектора, определяемой нагревом транзистора. Для питания транзистора может быть использовано либо сглаженное постоянное напряжение (U_n), либо несглаженное двухполупериодное выпрямленное напряжение. В первом случае целесообразно осуществить питание магнитного усилителя переменным напряжением прямоугольной формы. Сигнал на входе магнитного усилителя изменяет угол насыщения α сердечников, и его выходное напряжение, поступающее на вход транзистора, представляет собой последовательность прямоугольных импульсов длительностью $\pi - \alpha$. Такие же по форме и длительности импульсы напряжения u_n поступают на нагрузку, включенную на выходе транзистора, и характеристика вход — выход всей схемы совпадает по форме с характеристикой магнитного усилителя. Эти характеристики также совпадают при питании транзистора двухполупериодным выпрямленным напряжением, а магнитного усилителя от сети переменного тока.

Для сохранения режима ключа при активно-индуктивной нагрузке последняя должна быть шунтирована встречным вентилем, как в схеме рис. 22,б.

На рис. 59,б приведена схема мощного усилителя с выходом на переменном токе, выполненного на управляемых кремниевых диодах УД. Последние представляют собой трехэлектродные полупроводниковые приборы, обладающие свойствами газоразрядного тиристора. При отсутствии тока через управляющий электрод управляемый диод заперт при любой полярности напряжения, приложенного между анодом и катодом. Если в то время, как напряжение поло-

жительной полярности приложено к аноду, на управляющей электрод подать положительный ток достаточной величины, то диод переводится в проводящее состояние, соответствующее малому сопротивлению. После снятия управляющего сигнала диод остается в проводящем состоянии до тех пор, пока его анодный ток не уменьшится до примерно 10 ма, что в схемах переменного тока при активной нагрузке практически соответствует изменению полярности питающего напряжения.

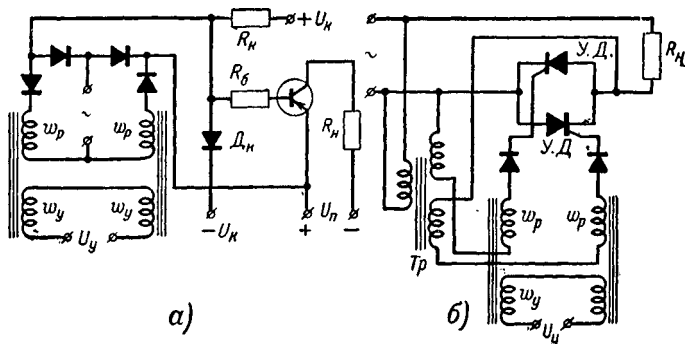


Рис. 59. Магнитно-полупроводниковые усилители с широтно-импульсным или фазовым управлением, мощным полупроводниковым каскадом от магнитного усилителя.

Управляемые диоды изготавливаются на десятки и сотни ампер и на анодные напряжения, достигающие 300—600 в. Для их «зажигания» требуются управляющие сигналы порядка 20—80 ма при напряжении не больше примерно 3 в. Наиболее удобный способ управления средним или действующим значением анодного тока диода, включенного в цепи переменного тока, состоит в изменении его угла включения («зажигания»), что легко осуществляется при помощи магнитного усилителя с самонасыщением, например, по схеме рис. 59,б.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

РАСЧЕТ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ С САМОНАСЫЩЕНИЕМ

25. ОБЩИЕ ЗАМЕЧАНИЯ

При расчете и проектировании магнитных усилителей требуется решить следующие три тесно связанные между собой задачи: 1) обеспечить получение заданных максимальных значений напряжения, тока и мощности на выходе усилителя; 2) обеспечить заданную характеристику вход—выход и, в частности, заданные значения коэффициентов усиления и кратности; 3) обеспечить заданные динамические характеристики усилителя.

Требуемое значение максимальной мощности на выходе усилителя и заданные условия его работы однозначно определяют, как правило, размеры сердечников усилителя и основные параметры рабочей цепи. После выбора сердечников для усилителя и его обмоточных данных можно ориентировочно определить характеристику вход—выход усилителя, если известны соответствующие магнитные характеристики сердечников (см. § 10). Характеристика вход—выход магнитного усилителя в свою очередь однозначно определяет его динамические характеристики (§ 6) и, в частности, добротность усилителя (§ 15). Пользуясь приведенными в табл. 1 (§ 15) данными для добротности усилителей с самонасыщением, можно в первом приближении определить возможное значение коэффициента усиления мощности при заданном значении постоянной времени цепи управления в зависимости от частоты питания, типов сердечников и выпрямителя.

Допустим, например, что проектируется магнитный усилитель на максимальную мощность 50 *вт* с применением тороидальных сердечников из сплава 50НП и германиевых диодов. Из табл. 1 видно, что можно ожидать добротности $G_f \approx 1\,600$. Если усилитель при частоте питания $f=50$ *гц* должен иметь постоянную времени, не превышающую $T=0,05$ *сек*, то его коэффициент усиления мощности, определяемый формулой (84), окажется равным

$$K_p = G_f T f \approx 1\,600 \cdot 0,05 \cdot 50 = 4\,000.$$

Если для проектируемого усилителя требуется получить усиление, намного превышающее эту величину, то необходимо предусмотреть несколько каскадов усиления.

В то время как конструктивные параметры усилителя, обеспечивающие заданную выходную мощность, могут быть рассчитаны с достаточной высокой точностью, характеристика вход—выход для проектируемого усилителя обычно может быть определена лишь весьма приближенно. Поэтому для проектируемого магнитного усилителя рекомендуется предусмотреть возможности воздействия на статические и динамические характеристики изготовленного усилителя методами, рассмотренными в § 16 и 17.

В настоящее время нормализованы основные размеры сердечников для магнитных усилителей (см. [Л. 1], § 7 и табл. 3, 5 и 6). Поэтому при проектировании магнитного усилителя задача состоит прежде всего в том, чтобы выбрать наиболее подходящий из ряда имеющихся в распоряжении проектировщика сердечников. Выбор магнитного сплава для сердечников усилителя определяется прежде всего мощностью усилителя и рядом других технико-экономических факторов, рассмотренных в [Л. 1]. При этом можно руководствоваться рекомендациями, приведенными в § 6 упомянутой работы [Л. 1]. Здесь подчеркнем лишь, что для магнитных усилителей средней мощности (порядка 0,2—100 *вт*) обычно целесообразно использовать сплавы с прямоугольной петлей гистерезиса, например типа 50НП, для менее мощных усилителей — железоникелевые сплавы высокой проницаемости (например, 79НМ), а для более мощных — холоднокатаную сталь.

В связи с тем, что магнитный усилитель с самонасыщением по существу является источником напряжения (§ 2), мощность на выходе усилителя изменяется в широких пределах при изменении со-

противления нагрузки. При этом наибольшая выходная мощность достигается при равенстве сопротивления нагрузки Z_n и внутреннего сопротивления $R_i = R_0 + R_B$ усилителя. Однако далеко не всегда можно практически использовать максимально возможную выходную мощность усилителя вследствие возникающего при этом значительного нагрева усилителя. Действительно, при $Z_n = R_i$ в усилителе в виде тепловых потерь выделяется по меньшей мере такая же по величине мощность, как и в нагрузке. Поэтому для многих усилителей, особенно более мощных, допустимая температура перегрева обмоток определяет минимально возможные размеры сердечников.

Следует, однако, отметить, что если выбрать размеры сердечников и обмоточные данные усилителя только из условия нагрева, то для маломощных усилителей нередко получается чрезмерно большое активное сопротивление R_0 рабочих обмоток, которое приводит к снижению максимально возможной выходной мощности, уменьшению коэффициента кратности и повышению влияния температуры окружающей среды на характеристики усилителя. Поэтому целесообразно в таких случаях произвести расчет усилителя, исходя из желательного значения сопротивления R_0 рабочих обмоток.

26. ПИТАЮЩЕЕ НАПРЯЖЕНИЕ УСИЛИТЕЛЯ

Допустим, что для проектируемого усилителя заданы частота источника питания f , максимальное значение тока нагрузки $I_{n, \text{макс}}$, сопротивление нагрузки Z_n или R_n , сопротивление обмоток управления R_y .

Первая задача состоит в определении действующего значения питающего напряжения, которое может быть вычислено по формуле

$$U = C Z_n I_{n, \text{макс}}, \quad (104)$$

где C — коэффициент, зависящий от схемы усилителя и применяемых сердечников:

$$C = C_c C_f C_R C_\Phi. \quad (105)$$

Коэффициент C_c зависит от магнитных характеристик сердечников и равен единице для сердечников, имеющих прямоугольную петлю гистерезиса. Для прочих сердечников $C_c = 1,15 \div 1,2$, вследствие того что для их насыщения и получения максимально возможного значения тока нагрузки требуются управляющие сигналы, выходящие далеко за пределы линейного участка характеристики вход — выход усилителя.

Коэффициент C_f определяется формой кривой выходного напряжения. Для двухполупериодных усилителей с выходом на переменном токе (схема рис. 3, а) под $I_{n, \text{макс}}$ в формуле (104) подразумевается максимальное действующее значение тока нагрузки и коэффициент $C_f = 1$. Для усилителей с выходом на постоянном токе, в том числе и для однополупериодных усилителей, $I_{n, \text{макс}}$ представляет собой максимальное среднее значение (максимальную постоянную составляющую) тока нагрузки. При этом для однофазных двухполупериодных усилителей (рис. 3, а и б) $C_f = 1,11$, а для однофазных однополупериодных (рис. 3, в) $C_f = 2,22$. Если нагрузка по-

стоянного тока шунтируется емкостью, то C_f уменьшается и для двухполупериодных схем может быть принято равным $C_f \approx 0,8 \div 0,9$.

Коэффициент C_R обусловлен потерями напряжений на внутреннем сопротивлении магнитного усилителя. Для одноконтурных усилителей с выходом на постоянном токе или с выходом на переменном токе при активной нагрузке ($Z_H = R_H$)

$$C_R = 1 + \frac{R_0 + R_B}{R_H} = 1 + \frac{R_i}{R_H}. \quad (106)$$

где R_0 — сопротивление рабочей обмотки усилителя, а R_B — сопротивление полупроводникового выпрямителя, включенного последовательно с этой обмоткой. При предварительном расчете магнитного усилителя обычно задаются значением отношения R_i/R_H порядка 0,05—0,2 для усилителей средней и большой мощности. Для мало-мощных усилителей, работающих без существенного нагрева, допустимы более высокие значения отношения R_i/R_H .

В случае реактивной нагрузки переменного тока $Z_H = R_H + jX_H$ вместо (106) имеем:

$$C_R = \sqrt{\frac{(R_H + R_i)^2 + X_H^2}{R_H^2 + X_H^2}}.$$

Отметим, что влияние остаточной индуктивности рабочих обмоток усилителя учитывается коэффициентом C_c .

Для двухтактных усилителей с балластными сопротивлениями значение коэффициента C_R зависит от схемы усилителя. Для схем рис. 43 (при активной нагрузке), 45,б, 46 и 49,б

$$C_R = 1 + \frac{K_{кр}}{K_{кр} - 1} \left[\frac{R_i}{R_H} + \frac{R_0}{R_H} \left(\frac{K_{кр} + 1}{K_{кр}} \right) \right]. \quad (107)$$

Для указанных схем $R_0 = R_H$ (или $Z_0 = Z_H$), а для коэффициента кратности можно в первом приближении принять $K_{кр} \approx 10$, что дает:

$$C_R = 1 + \frac{10}{9} (0,2 + 1,1) \approx 2,4.$$

Для двухтактных усилителей, выполненных по схеме рис. 44,а,

$$C_R = 1 + \frac{K_{кр}}{K_{кр} - 1} \cdot \frac{R_i + R_0}{R_H}, \quad (108)$$

где $R_0 = \sqrt{2} R_H$. При $R_i/R_H = 0,2$ и $K_{кр} = 10$ имеем:

$$C_R = 1 + \frac{10}{9} (0,2 + \sqrt{2}) \approx 2,8.$$

Для двухтактных усилителей, выполненных по схеме рис. 44,б, нетрудно получить

$$C_R = \frac{K_{кр}}{K_{кр} - 1} \left(1 + \frac{R_i}{R_0} + 2 \frac{R_0 + R_i}{R_H} \right) - \frac{R_0}{R_H}. \quad (109)$$

Для этой схемы следует выбрать $R_0 = R_n/\sqrt{2}$. Поэтому при $R_i/R_n = 0,2$ и $K_{кр} = 10$ находим $C_R \approx 2,6$.

Для двухтактных усилителей без балластных сопротивлений (например, для схемы рис. 40) справедливы формулы (107) и (108), если в них положить $R_0 = 0$. При этом для реактивной нагрузки следует заменить R_n через Z_n .

Коэффициент C_ϕ в формуле (105) определяется числом фаз источника питания и способом включения нагрузки. Для однофазных усилителей $C_\phi = 1$. Для трехфазных усилителей, работающих на нагрузку переменного тока, включенную звездой (рис. 52), $C_\phi = \sqrt{3}$. При включении нагрузки треугольником $C_\phi = 1$. Для трехфазных однополупериодных усилителей с выходом на постоянном токе (рис. 51, а) имеем $C_f C_\phi = 0,85$, а для трехфазного двухполупериодного усилителя рис. 51, б $C_f C_\phi = 0,74$.

Следует отметить, что значение питающего напряжения, вычисленное по формуле (104), может существенно отличаться от напряжения сети, что потребует применения согласующего питающего трансформатора. Поэтому при одновременном проектировании магнитного усилителя и нагрузки, включаемой на его выходе, часто считают напряжение питания U заданным и после определения значения коэффициента C в формуле (104) находят значение сопротивления нагрузки Z_n , обеспечивающее получение заданной максимальной мощности в нагрузке. Так как $P_{н.макс} = I_{н.макс}^2 Z_n$, то из (104) получаем:

$$Z_n = \frac{U^2}{C^2 P_{н.макс}} \text{ и } I_{н.макс} = \frac{C P_{н.макс}}{U}. \quad (110)$$

Определив значение U и зная величину $I_{н.макс}$, можно для проектируемого усилителя выбирать полупроводниковые диоды.

Найденное значение U определяет минимально возможное значение произведения $\omega_p S$ для проектируемого усилителя. Действительно, чем меньше произведение $\omega_p S$, тем больше максимально возможное изменение магнитной индукции ΔB в рабочем полупериоде, определяемое в общем случае формулой

$$\Delta B = \frac{U}{2,22 \xi \omega_p S}, \quad (111)$$

где ξ — коэффициент, зависящий от схемы усилителя и характера нагрузки. Для всех одноктактных усилителей при отсутствии противо-э. д. с. $\xi = 1$. Если же одноктактный усилитель работает на противо-э. д. с., то $\xi > 1$ и определяется формулой (82) или из рис. 28, б (см. § 13). Для двухтактных усилителей с выходом на постоянном токе или с выходом на переменном токе при наличии в схеме балластного сопротивления $Z_0 = Z_n$ (например, для схемы рис. 43) также имеем $\xi = 1$. Однако для двухтактных усилителей с выходом на переменном токе, не содержащих балластных сопротивлений, например для схемы рис. 40 (см. § 19),

$$\xi = \frac{1}{1 + \eta} = \frac{1}{1 + \frac{R_n}{R_n + R_0 + R_B}} \approx 0,5 - 0,6.$$

Для трехфазных усилителей, включенных треугольником, $\xi=1$. Если же магнитные усилители включаются звездой (рис. 51 и 52), то $\xi = \sqrt{3}$.

Требуется, чтобы максимально возможное изменение индукции в рабочем полупериоде, определяемое формулой (111), не приводило к насыщению сердечников усилителя и большим токам в рабочих обмотках, когда на вход усилителя подан сигнал, соответствующий минимальному значению тока нагрузки. Для этого необходимо обеспечить $\Delta B \leq 2B_{m0}$, где для магнитных материалов с прямоугольной петлей гистерезиса $B_{m0} \approx B_r$. Например, для сплава 50НП $B_{m0} = 1,3 \div 1,4$ тл. Рекомендуемые значения B_{m0} для других магнитных материалов приведены в табл. 2. Подставляя в (111) $\Delta B \leq 2B_{m0}$, находим:

$$\omega_p S \geq \frac{U}{4,44 \xi f B_{m0}}. \quad (112)$$

Таблица 2

Рекомендуемые значения индукции B_{m0} для магнитных усилителей с самонасыщением

Магнитный материал	B_{m0} , тл	Магнитный материал	B_{m0} , тл
79НМ	0,50—0,65	65НП	1,15—1,25
79НМА	0,45—0,60	34НКМП	1,30—1,45
80НХС	0,40—0,55	Э41—Э48	1,10—1,50
50НП	1,30—1,40	Э310—Э380	1,30—1,70

Возможны два варианта дальнейшего расчета в зависимости от того, определяются ли габариты усилителя требуемым значением сопротивления R_0 рабочей обмотки ω_p или допустимой температурой перегрева обмотки.

27. ОПРЕДЕЛЕНИЕ КОНСТРУКТИВНЫХ ПАРАМЕТРОВ УСИЛИТЕЛЯ ПРИ ЗАДАННОМ ЗНАЧЕНИИ СОПРОТИВЛЕНИЯ РАБОЧИХ ОБМОТОК

Рассмотрим сначала расчет усилителя для случая, когда конструктивные параметры усилителя определяются максимально допустимым значением сопротивления рабочей обмотки, для которого справедливо следующее выражение:

$$R_0 = \frac{\rho l_m \omega_p}{q_p}, \quad (113)$$

где l_m — средняя длина одного витка; q_p — площадь поперечного сечения обмоточного провода; ρ — удельное сопротивление меди при

рабочей температуре усилителя. Площадь окна, занимаемая рабочей обмоткой, равна

$$Q_p = \frac{\omega_p q_p}{\eta_p} = \beta_p Q, \quad (114)$$

где η_p — коэффициент заполнения обмотки ω_p , а β_p — отношение Q_p ко всей площади окна Q . Из (113) и (114)

$$R_0 = \frac{\rho l_m \omega_p^2}{\eta_p Q_p} = \frac{\rho l_m \omega_p^2}{\eta_p \beta_p Q}. \quad (115)$$

Подставляя из (115) значение ω_p в (112), находим для геометрических размеров сердечника:

$$\frac{QS^2}{l_m} = \frac{0,051 \rho U^2}{\eta_p \beta_p R_0 \xi^2 f^2 B_{m0}^2}, \quad (116)$$

где Q и S — в m^2 , l_m — в метрах, ρ — в $ом \cdot м$ и B_{m0} — в тесла.

Величины U , R_0 , f , ξ и B_{m0} в правой части (116) известны для проектируемого усилителя в результате его электрического расчета.

Поэтому для нахождения произведения $\frac{QS^2}{l_m}$ достаточно определить значения η_p и β_p . Если в первом приближении задаться диаметром и маркой обмоточного провода, то можно определить η_p с достаточной точностью из справочных таблиц. Например, при увеличении диаметра провода от 0,1 до 0,59 коэффициент заполнения при плотной намотке увеличивается для провода марки ПЭЛ от 0,34 до 0,59, а для провода марки ПЭЛШО — от 0,17 до 0,54.

Величина β_p зависит от типа усилителя и определяется степенью заполнения окна другими обмотками, а также тем, что часть окна остается незаполненной. Например, для тороидальных сердечников можно приближенно принять, что около 50% окна приходится на каркас, изоляцию между отдельными слоями витков и обмотками и на оставшееся после намотки отверстие. Для усилителей с самонасыщением около 70—90% общего количества меди в окне обычно приходится на долю рабочей обмотки ω_p . Поэтому для тороидальных сердечников $\beta_p \approx 0,35 \div 0,45$. Для сердечников, набираемых из П-образных пластинок, $\beta_p \approx 0,4 \div 0,6$.

Задаваясь значениями η_p и β_p , можно после вычисления правой части (116) выбрать из имеющихся сердечников такой, для которого $\frac{QS^2}{l_m}$ не меньше полученной величины (см. [Л. 1], табл. 3, 5 и 6).

После выбора сердечника уточняются его основные размеры (S , Q и l_m) и определяются параметры всех обмоток. Например, по формуле (112) вычисляют ω_p , а по формуле (113) q_p . Из (114) находят площадь окна Q_p , занимаемую этой обмоткой. Если задано сопротивление обмоток управления R_y , то, предварительно опреде-

лив площадь окна, оставшуюся на долю этих обмоток Q_y , можно по формуле, аналогичной (115), вычислить число витков этих обмоток:

$$\omega_y = \sqrt{\frac{\eta_y Q_y R_y}{N_y \rho l_y}}, \quad (117)$$

где N_y — число обмоток управления, соединяемых последовательно, а затем определить сечение обмоточного провода:

$$q_y = \frac{N_y \rho l_y \omega_y}{R_y} = \sqrt{\frac{N_y \rho l_y \eta_y Q_y}{R_y}}, \quad [м^2]. \quad (118)$$

Пример. Рассчитать однотактный двухполупериодный магнитный усилитель с выходом на постоянном токе по схеме рис. 3а на следующие параметры: $f=50$ гц; $R_n=100$ ом; $I_{н.макс}=0,1$ а; $R_y=100$ ом.

Выберем для сердечников усилителя сплав 50НП, для которого можно принять $C_c=1$. Для выбранной схемы $C_f=1,11$, $C_R=1+R_i/R_n$ и $C_\Phi=1$. Принимая в первом приближении $R_i/R_n=0,2$, находим из (104) и (105) для питающего напряжения $U=13,3$ в.

Зная значения U и $I_{н.макс}$, можно выбрать полупроводниковые диоды для рабочей цепи. Из числа германиевых плоскостных диодов наиболее подходящими являются диоды Д7А.

В формуле (116) для проектируемого усилителя $\xi=1$, а $\rho=18 \cdot 10^{-9}$ ом·м. Принимаем для 50НП $B_{m0}=1,3$ тл, а для тороидальных сердечников $\beta_p=0,4$. В первом приближении принимаем $R_0 \approx R_i=0,2R_n=20$ ом, $\eta_p=0,3$ для провода марки ПЭЛШО. Под-

ставляя эти величины в формулу (116), находим $\frac{QS^2}{l_m} \approx 0,15 \cdot 10^{-10} \text{ м}^5=0,15 \text{ см}^5$.

Из табл. 3 в [Л. 1] видно, что наиболее подходящим является тороидальный сердечник типа ОЛ 25/40-6,5, для которого без учета коэффициента заполнения по стали $\frac{QS^2}{l_m}=0,25 \text{ см}^5$. Эту величину

следует умножить на квадрат коэффициента заполнения η_c^2 . Для частоты 50 гц можно пользоваться лентой толщиной 0,1 мм, для которой $\eta_c=0,85$ (см. [Л. 1], табл. 4). Поэтому для сердечника ОЛ 25/40-6,5 окончательно имеем $\frac{QS^2}{l_m}=0,18 \text{ см}^5$. Для выбранного сердечника с учетом коэффициента заполнения имеем $S=4,2 \cdot 10^{-5} \text{ м}^2$; $Q=4,9 \cdot 10^{-4} \text{ м}$ и $l_m=0,046 \text{ м}$.

Из формулы (112) находим число витков рабочей обмотки:

$$\omega_p = \frac{U}{4,44 S f B_{m0}} = \frac{13,3}{4,44 \cdot 4,2 \cdot 10^{-5} \cdot 35} = 1060 \text{ витков.}$$

Из формулы (113) для площади поперечного сечения обмоточного провода имеем:

$$q_p = \frac{\rho l_m \omega_p}{R_0} = \frac{18 \cdot 10^{-9} \cdot 0,046 \cdot 1060}{20} = 44 \cdot 10^{-9} \text{ м}^2 = 0,044 \text{ мм}^2.$$

Из справочных таблиц [Л. 13] находим, что диаметр провода с ближайшим большим сечением равен 0,25 мм. Поэтому для рабочих обмоток выбираем провод марки ПЭЛШО 0,25, у которого $q = 0,049 \text{ мм}^2 = 49 \cdot 10^{-9} \text{ м}^2$. Сопротивление рабочей обмотки из такого провода составит примерно 18 ом.

Интересно определить плотность тока j в рабочих обмотках. Максимальное действующее значение тока в этих обмотках равно

$$I_p = \frac{1}{\sqrt{2}} 1,11 I_{н. макс} = 0,0785 \text{ а}. \text{ Следовательно, } j = I_p / q = 1,6 \cdot 10^6 \text{ а/м}^2.$$

При такой плотности тока сколько-нибудь существенный нагрев обмоток не будет иметь места. Если произвести расчет рабочих обмоток рассматриваемого усилителя, исходя из допустимого нагрева или допустимой плотности тока (см. § 27), то сопротивление R_0 обмоток w_p окажется много больше заданной величины.

Коэффициент заполнения для провода марки ПЭЛШО 0,25 составляет $\eta_p = 0,37$. Из (114) находим для площади окна, занимаемой этой обмоткой:

$$Q_p = \frac{w_p q_p}{\eta_p} = \frac{1\,060 \cdot 49 \cdot 10^{-9}}{0,37} = 140 \cdot 10^{-6} \text{ м}^2.$$

Поэтому для полезной площади окна, остающейся на долю обмотки управления, имеем:

$$Q_y \approx 0,5Q - Q_p = 2 \cdot 45 \cdot 10^{-6} - 1,4 \cdot 10^{-6} \approx 1 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2.$$

Принимая в первом приближении для коэффициента заполнения обмотки управления $\eta_y = 0,3$, находим из (118) при $N_y = 2$ и $l_y = l_m$:

$$q_y = \sqrt{\frac{2 \cdot 18 \cdot 10^{-9} \cdot 0,046 \cdot 0,3 \cdot 10^{-4}}{100}} = 22 \cdot 10^{-9} \text{ м}^2,$$

что соответствует ближайшему стандартному диаметру обмоточного провода $d = 0,17 \text{ мм}$. Для обмотки берется провод ПЭЛШО 0,17, для которого $q = 0,0227 \text{ мм}^2 = 22,7 \cdot 10^{-9} \text{ м}^2$, а коэффициент заполнения $\eta = 0,33$. Для числа витков обмотки управления находим из (117):

$$w_y = \sqrt{\frac{0,33 \cdot 1 \cdot 10^{-6} \cdot 100}{2 \cdot 18 \cdot 10^{-9} \cdot 0,046}} \cdot 10^4 = 1\,400 \text{ витков}.$$

В заключение отметим, что после проверки коэффициента усиления или определения характеристики вход—выход усилителя может оказаться возможным уменьшить площадь окна Q_y , приходящуюся на обмотку управления (за счет уменьшения w_y и q_y). В таком случае можно либо уменьшить R_0 путем увеличения диаметра обмоточного провода для рабочей обмотки, либо перейти к сердечникам меньших размеров, например к сердечнику типа ОЛ 25/35-6,5 (см. табл. 3 в [Л. 4]). Если в усилителе должны быть предусмотрены несколько обмоток управления и обмотка смещения, то оставшаяся после рабочей обмотки полезная площадь окна Q_y должна быть распределена между этими обмотками.

28. ОПРЕДЕЛЕНИЕ КОНСТРУКТИВНЫХ ПАРАМЕТРОВ УСИЛИТЕЛЯ, ИСХОДЯ ИЗ ДОПУСТИМОГО НАГРЕВА.

Если для относительно мощных усилителей выбрать размеры сердечников рассмотренным в § 26 методом, исходя из максимального допустимого сопротивления рабочих обмоток, а затем определить число витков и сечение провода этих обмоток по формулам (117) и (118), то при максимальном токе нагрузки обычно наблюдается недопустимый перегрев обмоток. В этом случае размеры сердечников и обмоточные данные должны быть выбраны из условия

$$P_0 \leq \Delta \Theta_{\text{макс}} Q_{\text{охл}} \alpha, \quad (119)$$

где P_0 — мощность, выделяемая в обмотках усилителя при максимальной отдаче, *вт*; $Q_{\text{охл}}$ — открытая поверхность охлаждения обмоток, *см*²; $\Delta \Theta_{\text{макс}}$ — допустимый перегрев обмоток, °C и α — коэффициент теплоотдачи, *вт · см*⁻² · *град*⁻¹. Для обмоток в спокойном воздухе $\alpha = (1,2 \div 1,4) \cdot 10^{-3}$ *вт · см*⁻² · *град*⁻¹.

На практике расчет по формуле (119) весьма часто заменяют расчетом обмоток, исходя из допустимой плотности тока j , что значительно проще. В этом случае для поперечного сечения провода рабочей обмотки имеем:

$$q_p = \frac{I_p}{j}, \quad (120)$$

где I_p — максимальное действующее значение тока в этой обмотке.

Для расчета усилителя по нагреву, исходя из формулы (119) или (120), необходимо предварительно найти величину I_p , которая связана с максимальным значением тока нагрузки выражением

$$I_p = \sqrt{0,5} C_I I_{\text{н.макс}}. \quad (121)$$

Для одноктактных усилителей (рис. 3) C_I принимает такие же значения, как и коэффициент C_j ; для двухполупериодных усилителей с выходом на постоянном токе (рис. 3, а и б) $C_I = 1,11$, а с выходом на переменном токе (рис. 3, в) $C_I = 1$. Для однополупериодного усилителя (рис. 3, г) $C_I = 1,57$. При шунтировании нагрузки постоянного тока большой емкостью, а также при работе усилителя на противо-э. д. с. отношение $I_p/I_{\text{н.макс}}$ может увеличиться в несколько раз (см., например, [Л. 13], гл. 6). Для двухтактных усилителей C_I также существенно возрастает (см. § 19 и 20), особенно при использовании схем без балластных сопротивлений и работе в режиме класса А.

Определив величину I_p или C_I , из (112), (114), (120) и (121), находим:

$$QS \geq \frac{C_I U I_{\text{н.макс}}}{6,28 j \xi \eta_p \beta_p f B_{\text{мо}}}. \quad (122)$$

Таким образом, задача сводится к тому, чтобы выбрать сердечник, для которого произведение QS было не меньше величины в правой части формулы (122).

Допустимая плотность тока j зависит от мощности усилителя, условий охлаждения и допустимой температуры перегрева

[Л. 6 и 14]. Для усилителей мощности примерно до 300 вт при температуре перегрева порядка 60°C можно принять $j \approx 3 \text{ а/мм}^2$. С повышением мощности усилителя допустимое значение j уменьшается. После вычисления правой части формулы (122) по значениям произведения QS , приведенным в табл. 3, 5 и 6 работы [Л. 1], выбирают соответствующий тип сердечника, для которого определяют значения S , Q и l_m . Единственное отличие дальнейшего расчета от рассмотренного в § 26 расчета по заданному сопротивлению рабочей обмотки заключается в том, что сечение и диаметр обмоточного провода определяются, исходя из формулы (120) вместо формулы (113), использованной в § 26. Число витков рабочей обмотки по-прежнему вычисляется по формуле (112), а данные обмоток управления — по формулам (117) и (118). После расчета обмоток целесообразно проверить усилитель на нагрев по формуле (119) и в необходимых случаях скорректировать его конструктивные параметры.

Пример. Определить конструктивные параметры одноконтурного усилителя с выходом на переменном токе по схеме рис. 3, в при следующих исходных данных: $f=50 \text{ гц}$; $U=220 \text{ в}$; $I_{н.макс}=1,1 \text{ а}$.

Для сердечников усилителя выбираем сплав Э380, для которого можно принять $B_{т0}=1,5 \text{ тл}$. Для рассматриваемой схемы можно в формуле (122) принять $\xi=1$ и $C_1=1$. Если сердечники набрать из П-образных пластинок [Л. 1], то можно принять $\beta_p \approx 0,5$.

Принимая плотность тока $j=3 \text{ а/мм}^2=3 \cdot 10^6 \text{ а/мм}^2$, из (120) для сечения провода для рабочей обмотки находим:

$$q_p = \frac{I_p}{j} = \frac{\sqrt{0,5} I_{н.макс}}{j} = 0,26 \text{ мм}^2.$$

Из справочных таблиц находим, что диаметр провода с ближайшим большим сечением равен 0,59 мм. Поэтому для рабочих обмоток выбираем провод марки ПЭВ 0,59, у которого $q=0,27 \text{ мм}^2$, а коэффициент заполнения $\eta_p=0,53$.

Подставляя найденные величины в формулу (122), находим:

$$QS \geq 65 \cdot 10^{-8} \text{ м}^4 = 65 \text{ см}^4.$$

Из табл. 5 и 6 в [Л. 1] видно, что наиболее близким по произведению QS является сердечник типа МП 15×30, для которого без учета коэффициента заполнения по стали $QS=79 \text{ см}^4$. Для частоты 50 гц можно принять толщину материала $d=0,35 \text{ мм}$, для которой коэффициент заполнения по стали $\eta_c=0,94$. С учетом этого коэффициента для сердечников типа МП 15×30 имеем из табл. 6 [Л. 1]:

$$Q=17,6 \text{ см}^2; S=4,2 \text{ см}^2=4,2 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2 \text{ и } l_m=13,2 \text{ см}.$$

Теперь из формулы (112) можно найти число витков рабочей обмотки:

$$\omega_p = \frac{220}{4,44 \cdot 50 \cdot 4,2 \cdot 10^{-4} \cdot 1,5} = 1600 \text{ витков}.$$

Площадь окна, занимаемая этой обмоткой, равна согласно (114)

$$Q_p = \frac{1600 \cdot 0,27}{0,53} = 820 \text{ мм}^2 = 8,2 \text{ см}^2.$$

Сопротивление 1 м провода диаметром 0,59 мм при максимальной температуре обмотки 95° С (температура окружающей среды 35° С, а температура перегрева $\Delta\theta_{\text{макс}} = 60^\circ\text{С}$) составляет 0,084 ом. Поэтому для сопротивления нагретой рабочей обмотки имеем:

$$R_{0\text{макс}} = 0,084 \frac{w_p l_m}{100} = 17,7 \text{ ом.}$$

Проверим обмотку на нагрев по формуле (119). Пренебрегая мощностью, выделяемой в обмотках управления, которая обычно много меньше мощности, выделяемой в рабочих обмотках, имеем:

$$P_0 = I_p^2 R_{0\text{макс}} = 0,5 I_{\text{н.макс}}^2 R_{0\text{макс}} = 10,7 \text{ вт.}$$

Поверхность охлаждения обмоток для сердечников типа МП 15×30 при условии, что оба сердечника разнесены на некоторое расстояние друг от друга, а каждая обмотка состоит из двух половинок, размещенных на соответствующих стержнях равна (см. [Л. 1], § 7)

$$Q_{\text{охл}} \approx 2L_1(2B_1 + 3B_2 + h) \approx 200 \text{ см}^2.$$

Принимая коэффициент теплоотдачи $\alpha = 1,2 \cdot 10^{-3} \text{ вт} \cdot \text{см}^2/\text{град}$, находим из (119) для максимального перегрева обмоток:

$$\Delta\theta_{\text{макс}} = \frac{P_0}{Q_{\text{охл}}\alpha} = \frac{10,7}{200 \cdot 1,2 \cdot 10^{-3}} \approx 45^\circ\text{С.}$$

Таким образом, максимальный перегрев много меньше допустимой величины (60° С) и можно остановиться на полученных обмоточных данных и размерах сердечников.

Расчет обмоток управления может производиться методом, рассмотренным в предыдущем параграфе.

ЛИТЕРАТУРА

1. Розенблат М. А., Магнитные усилители и модуляторы, Госэнергоиздат, 1963.
 2. Розенблат М. А., Магнитные усилители, Изд. «Советское радио», 1960.
 3. Цыпкин Я. З., Теория импульсных систем, Физматгиз, 1958.
 4. Липман Р. А., Негневицкий И. Б., Быстродействующие магнитные и магнитно-полупроводниковые усилители, Госэнергоиздат, 1960.
 5. Тищенко Н. М., Бесконтактные магнитные реле, Госэнергоиздат, 1961.
 6. Васильева Н. П., Седых О. А., Боярченков М. А., Проектирование магнитных усилителей, Госэнергоиздат, 1959.
 7. Стефанович Т. Х., Магнитные усилители для автоматизации промышленных установок, Госэнергоиздат, 1961.
 8. Сторм Г. Ф., Магнитные усилители, Изд. иностранной литературы, 1957.
 9. Гейгер В. А., Схемы магнитных усилителей, Госэнергоиздат, 1959.
 10. Габлер М., Гашковец И., Таманек Е., Магнитные усилители, Изд. «Советское радио», 1961.
 11. Ройзен С. С., Медникова И. И., Применение магнитных усилителей в автоматизированном электроприводе постоянного тока, Госэнергоиздат, 1961.
 12. Боярченков М. А., Розенблат М. А., Работа магнитных усилителей на противо-э. д. с., «Автоматика и телемеханика», 1962, № 1.
 13. Бальян Р. Х., Трансформаторы малой мощности, Судпромгиз, 1961.
 14. Соколов Ф. Ф., О плотности тока в катушках трансформаторов и дросселей, «Техника кино и телевидения», 1958, № 10, стр. 52—54.
-

БИБЛИОТЕКА ПО АВТОМАТИКЕ

ВЫШЛИ ИЗ ПЕЧАТИ

- Выпуск 60.* Наслэн П., Основы цифровой вычислительной техники.
- Выпуск 61.* Червинский М. М., Сегнетоэлектрики и перспективы их применения в вычислительных устройствах.
- Выпуск 62.* Юрасов А. Н., Теория построения релейных схем.
- Выпуск 63.* Майзель Л. М., Методы автоматического учета штучной продукции.
- Выпуск 64.* Туркулец В. И., Удалов Н. П., Фотодиоды и фототриоды.
- Выпуск 65.* Кац С. М., Балансирные динамометры для измерения вращающего момента.
- Выпуск 66.* Ратмиров В. А. и Ивоботенко Б. А., Шаговые электродвигатели для систем автоматического управления.
- Выпуск 67.* Васильев Н. П. и Гашковец И., Логические элементы в промышленной автоматике.
- Выпуск 68.* Свечарник Д. В., Сельсины и их применение в системах автоматизации производственных процессов.
- Выпуск 69.* Ройзен С. С., Штейн И. М. и Киблицкий В. А., Автоматическое регулирование и точное измерение скорости электродвигателей непрерывных прокатных станов.
- Выпуск 70.* Лемберг М. Д., Элементы гидроавтоматики.
- Выпуск 71.* Розенцвит Ц. И. и Эйгенброт В. М., Задающие устройства программных и следящих регуляторов технологических процессов.
- Выпуск 72.* Жовинский В. Н., Схемы запоминания напряжений и блоки запаздывания.
- Выпуск 73.* Тищенко Н. М., Магнитные усилители повышенной стабильности.
- Выпуск 74.* Розенблат М. А., Магнитные усилители и модуляторы.

ГОТОВЯТСЯ К ПЕЧАТИ

- Прусенко В. С., Одноконтурные пневматические системы автоматического регулирования тепловых процессов.
- Прусенко В. С., Многоконтурные пневматические системы автоматического регулирования тепловых процессов.
- Жуховицкий Б. Я., Сигналы телемеханики и их преобразования.
- Липман Р. А., Полупроводниковые реле.
- Розман Я. Б. и Поздеев А. Д., Электромагнитные муфты и тормоза с массивным якорем.
- Соколов М. М. и Терехов В. М., Расчет переходных процессов в автоматизированных электроприводах.
- Чесноков А. А., Решающие усилители.

Цена 43 коп.