

Библиотека

по

А

В

Т

О

М

А

Т

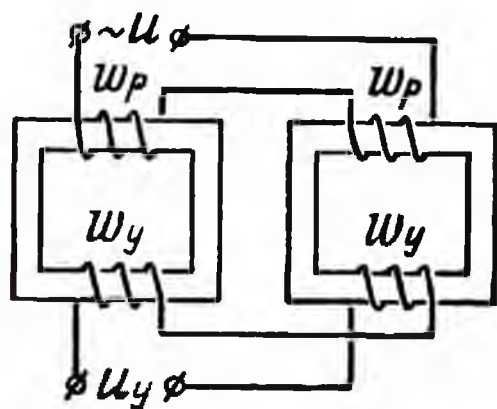
И

К

Е

М.А.Розенблат

МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ и МОДУЛЯТОРЫ



ГОСЭНЕРГОИЗДАТ

БИБЛИОТЕКА ПО АВТОМАТИКЕ

Выпуск 74

М. А. РОЗЕНБЛАТ

МАГНИТНЫЕ
УСИЛИТЕЛИ
И МОДУЛЯТОРЫ



ГОСУДАРСТВЕННОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО
МОСКВА 1963 ЛЕНИНГРАД

Редакционная коллегия:

И. В. Антик, А. И. Бертинов, С. Н. Вешеневский,
В. С. Кулебакин, В. М. Малов, В. Э. Низе, А. Д. Смирнов,
Б. С. Сотсков

ЭЭ-5(4)-3

В книге рассматриваются одноктактные и двухтактные магнитные усилители без обратной связи или самонасыщения, а также магнитные модуляторы.

Значительное внимание уделяется рассмотрению основных принципов построения магнитных усилителей и модуляторов и выяснению физической сущности происходящих в них процессов. Приводятся упрощенные методы расчета, а также справочные данные по магнитным материалам и сердечникам, применяемым в современных магнитных усилителях.

Книга предназначена для широкого круга инженеров и техников, занимающихся проектированием, выбором и эксплуатацией автоматических устройств, а также может быть полезна студентам старших курсов.

Розенблат Моисей Аронович

Р 64. Магнитные усилители и модуляторы, М.—Л., Госэнергоиздат, 1963,
112 с. с черт. („Библиотека по автоматике“, вып. 74)

621.375.3+621.356

Редактор *Р. А. Липман*

Техн. редактор *Н. А. Бульдяев*

Сдано в набор 5/II 1963 г.

Подписано к печати 12/IV 1963 г.

Т-00264 Бумага 84×108¹/₃₂

5,74 п. л.

Уч.-изд. л. 7,8

Тираж 35 500 экз.

Цена 39 коп.

Зак. 59

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

ПРЕДИСЛОВИЕ

Предлагаемая книга является первой из двух книг по магнитным усилителям, подготовленных автором для «Библиотеки по автоматике» в качестве введения в теорию и технику таких усилителей. В настоящей книге рассматриваются одноконтурные и двухконтурные магнитные усилители без обратной связи или самонасыщения, а также магнитные модуляторы. Вторая книга «Магнитные усилители с самонасыщением» посвящена обширному классу усилителей, имеющих уже в одноконтурном исполнении положительную (внутреннюю) обратную связь, достигаемую путем включения полупроводниковых диодов (выпрямителей) последовательно с рабочими обмотками усилителя.

В книге значительное внимание уделяется рассмотрению основных принципов построения магнитных усилителей и магнитных модуляторов и выяснению физической сущности происходящих в них процессов. Приводятся упрощенные методы расчета, которые иллюстрируются примерами, а также справочные данные по магнитным материалам и сердечникам, применяемым в современных магнитных усилителях.

Автор стремился по мере возможности отразить в книге новейшие достижения в области теории и техники магнитных усилителей и модуляторов.

Автор

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие	3
Глава первая. Введение	7
1. Нелинейность процессов намагничивания—основа магнитных усилителей	7
2. О связи между магнитными и электрическими величинами	11
3. Два трансформатора как простейший магнитный усилитель	16
4. Магнитный усилитель—это модулятор	19
5. Современное состояние и область применения магнитных усилителей	21
Глава вторая. Ферромагнитные материалы и сердечники, применяемые в магнитных усилителях	23
6. Ферромагнитные сплавы	23
7. Магнитные сердечники	29
8. Ферриты	35
Глава третья. Магнитные усилители без обратной связи	40
9. Два типа одноконтурных магнитных усилителей	40
10. Идеальные магнитные усилители с малым сопротивлением в цепи управления (режим свободного намагничивания)	45
11. Идеальный магнитный усилитель при подавлении четных гармоник тока (режим вынужденного намагничивания)	52
12. Инерционность идеальных магнитных усилителей	58
13. Характеристики реальных магнитных усилителей	61
14. Некоторые примеры применения магнитных усилителей без обратной связи	69
А. Управление вращающим моментом двигателя постоянного тока	70
Б. Измерительные трансформаторы постоянного тока и усилители стабилизированного тока	72
В. Суммирующие магнитные усилители	73
Г. Усилитель меньшего из двух сигналов, управляемый ограничитель максимального тока и бесконтактный переключатель двух токов	74

Глава четвертая. Двухтактные магнитные усилители с выходом на переменном токе	76
15. Основные схемы усилителей с выходом на несущей частоте	77
А. Дифференциальные схемы	77
Б. Мостовая схема	81
В. Трансформаторная схема	83
16. Схемы с уменьшенным количеством сердечников	84
17. Сравнение дифференциальной, мостовой и трансформаторной схем	87
18. Характеристики двухтактных магнитных усилителей . .	88
Глава пятая. Магнитные модуляторы	94
19. Явления ферромагнитной связи—основа магнитных модуляторов	94
20. Балансные магнитные модуляторы с выходом на основной частоте	97
21. Модуляторы с периодически изменяющейся индуктивностью в цепи сигнала	100
22. Магнитные модуляторы, использующие периодическое изменение магнитной проницаемости (модуляторы с удвоением частоты)	103
23. Магнитные модуляторы с разомкнутыми сердечниками и магнитомодуляционные датчики (зонды)	107
24. Селективное выпрямление четных гармоник напряжения на выходе магнитных модуляторов	109
Литература	111

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ВВЕДЕНИЕ

1. НЕЛИНЕЙНОСТЬ ПРОЦЕССОВ НАМАГНИЧИВАНИЯ — ОСНОВА МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Магнитные усилители являются ферромагнитными устройствами, предназначенными для увеличения мощности подводимых электрических сигналов за счет энергии местного источника. Действие магнитных усилителей основано на использовании свойств ферромагнитных материалов, важнейшими из которых являются нелинейный характер процессов намагничивания и явление гистерезиса, заключающееся в том, что магнитное состояние материала зависит не только от действующего в данный момент намагничивающего поля, но и от предшествующего магнитного состояния материала.

Допустим, имеется тороидальный (кольцевой) сердечник из стали, на котором помещена обмотка с w витками (рис. 1). Если по этой обмотке пропустить ток i , то он создаст магнитное поле напряженностью H . Под воздействием этого магнитного поля сердечник намагничивается и в нем устанавливается магнитный поток Φ . Магнитный поток, проходящий через единицу поперечного сечения сердечника, представляет собой плотность потока, которую называют магнитной индукцией и обозначают буквой B .

Отношение магнитной индукции B к напряженности магнитного поля H называют магнитной проницаемостью μ сердечника или вещества:

$$\mu = \frac{B}{\mu_0 H},$$

где μ_0 — магнитная постоянная, величина которой зависит от выбора системы единиц. В дальнейшем все изложение ведется в абсолютной практической системе единиц (МКСА) и принята рационализованная форма записи уравнений. В принятой системе индукция выражается в вб/м^2 (указанная величина носит название *тесла* и обозначается *тл*), напряженность поля в а/м и величина μ_0 равна:

$$\mu_0 = 0,4\pi \cdot 10^{-6} \text{ гн/м.}$$

При этом проницаемость μ является безразмерной величиной, показывающей, во сколько раз магнитная проницаемость вещества превышает проницаемость пустоты.

Долгое время считали, что магнитные свойства и, в частности, магнитная проницаемость μ железа и его сплавов не зависят от величины намагничивающего поля. Основные магнитные свойства железа были впервые открыты и подробно исследованы А. Г. Столетовым (1871 г.). Он показал, что вопреки общепринятому в то время мнению магнитный поток Φ в замкнутом железном сердечнике не изменяется прямо пропорционально напряженности намагничивающего поля H , а является нелинейной функцией от H . В соответствии с этим магнитная проницаемость μ для железа не является постоянной величиной, а зависит от величины напряженности поля H .

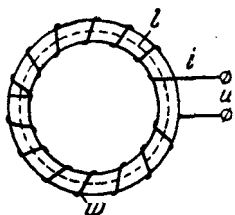


Рис. 1. Торoidalный (кольцевой) сердечник с намагничивающей обмоткой.

Рассмотрим процесс намагничивания ферромагнитного вещества. Допустим, что первоначально вещество было полностью размагничено. При увеличении напряженности поля H , создаваемого током i в обмотке w сердечника (рис. 1), индукция B растет сначала быстро (рис. 2). При больших значениях напряженности H магнитное состояние вещества приближается к насыщению и скорость нарастания индукции B уменьшается.

Кривая OD_1 (рис. 2), изображающая закон нарастания индукции при увеличении напряженности поля при условии, что вещество предварительно было размагничено, называется первоначальной кривой намагничивания. Если напряженность поля, после того как она была доведена до некоторого максимального значения $+H_m$ (точка D_1 на рис. 2),

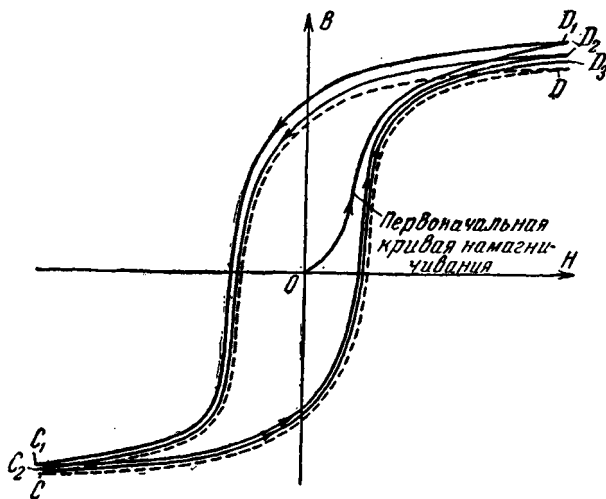


Рис. 2. Циклическое перемагничивание предварительно размагниченного ферромагнитного вещества.

уменьшается, то изменение магнитной индукции произойдет по новой кривой D_1C_1 , расположенной выше первоначальной кривой намагничивания. При уменьшении величины H до нуля индукция не изменяется до нуля, а сохраняет некоторое положительное значение, называемое остаточной индукцией B_r . Чтобы индукция стала равной нулю, напряженность поля должна принять отрицательное значение, называемое коэрцитивной силой H_c . Если довести H до отрицательного значения $-H_m$, по абсолютной величине равного наибольшему положительному значению, то индукция примет отрицательное значение, соответствующее точке C_1 . Вновь увеличивая

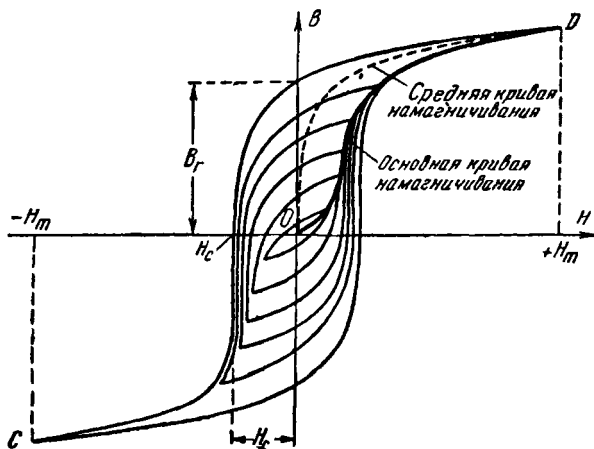


Рис. 3. Семейство симметричных циклов гистерезиса.

напряженность до $+H_m$, получаем ветвь C_1D_2 . Точка D_2 лежит несколько ниже точки D_1 , так как кривая C_1D_2 исходит из точки с более отрицательной остаточной индукцией, чем кривая OD_1 (которая исходит из начала координат). Повторному уменьшению, а затем и возрастанию напряженности H соответствуют кривые D_2C_2 , C_2D_3 и т. д.

Таким образом, значение индукции при заданном значении напряженности поля зависит от процесса намагничивания. Это явление называется гистерезисом. Лишь после достаточного числа (примерно десяти) перемагничиваний получаем симметричный цикл гистерезиса (CD), изображенный на рис. 2 пунктиром.

На рис. 3 показано семейство симметричных циклов (петель) гистерезиса, полученных при различных значениях H_m . Начиная с некоторого достаточно большого значения H_m , при котором вещество близко к состоянию насыщения, дальнейшее увеличение H_m не вызывает увеличения площади, заключенной внутри петли гистерезиса. Петлю (цикл) гистерезиса, соответствующую этому значению H_m , называют предельной петлей гистерезиса. Магнитное состояние вещества всегда характеризуется точкой (B, H) , которая лежит внутри предельной петли гистерезиса.

Кривая, проходящая через вершины симметричных петель гистерезиса, называется основной кривой намагничивания. Магнитную проницаемость ферромагнитных материалов μ , характеризующую качество этих материалов, принято определять из основной кривой намагничивания, которая обычно снимается на постоянном токе. В тех случаях, когда ферромагнитный материал характеризуют значениями остаточной индукции B_r и коэрцитивной силы H_c , эти значения определяют из предельной симметричной петли гистерезиса (рис. 3).

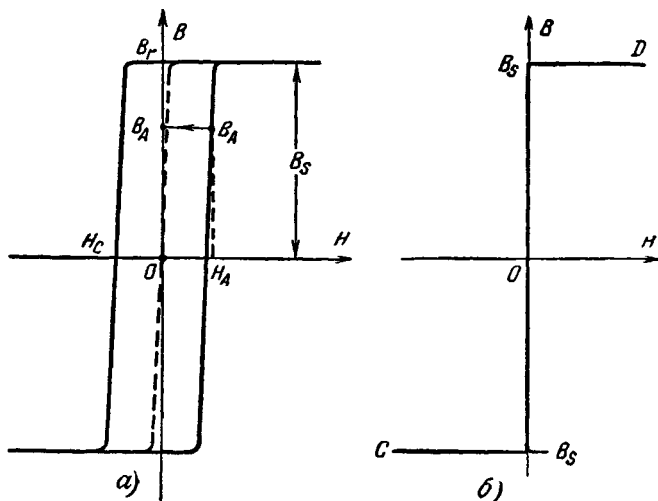


Рис. 4. Характеристики намагничивания.

a — прямоугольная петля гистерезиса; *б* — идеальная кривая намагничивания.

В зависимости от величины коэрцитивной силы H_c ферромагнитные материалы делятся на магнитно-мягкие и магнитно-твердые. Для сердечников магнитных усилителей используются исключительно магнитно-мягкие материалы, для которых коэрцитивная сила H_c обычно меньше 100 а/м .

В связи с тем, что значения напряженности поля, действующего в сердечниках магнитных усилителей, обычно в десятки и сотни раз превышают значения коэрцитивной силы, при анализе работы и расчете магнитных усилителей часто можно пренебречь явлением гистерезиса и заменить предельную петлю гистерезиса одной линией, являющейся средней между восходящей и нисходящей ветвями петли. Эта средняя линия, которую в дальнейшем назовем средней кривой намагничивания, показана на рис. 3 пунктиром. В дальнейшем при анализе работы магнитных усилителей мы часто будем использовать средние кривые намагничивания и учтем явления гистерезиса лишь в тех случаях, когда форма петли оказывает существенное влияние на свойства магнитного усилителя.

Для магнитных усилителей особый интерес представляют магнитные материалы, имеющие так называемую прямоугольную петлю гистерезиса, изображенную на рис. 4,а. Для таких материалов характерно то, что: 1) остаточная индукция B_r мало отличается по величине от индукции насыщения B_s ; 2) материал практически полностью перемагничивается при напряженности поля, весьма близкой к коэрцитивной силе H_c , и 3) материал способен запоминать (сохранять) сколь угодно долго любое промежуточное значение индукции (например, B_A на рис. 4,а), если после достижения этого значения индукции магнитное поле уменьшается до нуля.

Пунктирная линия на рис. 4,а представляет собой среднюю кривую намагничивания. В случае идеальной прямоугольности петли гистерезиса получим изображенную на рис. 4,б среднюю кривую намагничивания, которая состоит из трех прямых линий — вертикальной ($-B_s/O + B_s$), совпадающей с осью ординат, и двух горизонтальных ($-B_s/C$ и $+B_s/D$). Такая кривая намагничивания называется идеальной.

Рассмотренный нелинейный характер процессов намагничивания ферромагнитных материалов лежит в основе действия всех без исключения магнитных усилителей.

2. О СВЯЗИ МЕЖДУ МАГНИТНЫМИ И ЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ ВЕЛИЧИНАМИ

Процессы в сердечниках магнитных усилителей обычно характеризуются магнитными величинами: магнитной индукцией B и напряженностью магнитного поля H . Процессы, имеющие место в электрических цепях усилителя, в частности в цепях управления и нагрузки, характеризуются электрическими величинами: током, напряжением и э. д. с. Связь между магнитными и электрическими величинами устанавливается на основе двух законов электротехники: закона электромагнитной индукции и закона полного тока.

Согласно закону электромагнитной индукции электродвижущая сила, индуцируемая в цепи при изменении магнитного потока Φ , проходящего сквозь поверхность, ограниченную контуром этой цепи, равна скорости изменения потока, взятой с отрицательным знаком,

$$e = - \frac{d\Phi}{dt}.$$

Если изменение магнитного потока происходит в сердечнике с равномерным распределением потока по сечению, то $\Phi = BS$, где S — площадь поперечного сечения сердечника. В принятой системе единиц индукция B выражается в тесла (тл)¹, а S — в квадратных метрах. При этом получаем для э. д. с. (з вольтах), индуцируемой в обмотке, расположенной на сердечнике (рис. 1), следующую формулу:

$$e = - \omega S \frac{dB}{dt}, \quad (1)$$

где ω — число витков обмотки.

¹ В системе СГСМ индукция выражается в гауссах (гс). Индукция в 1 гс равна 10^{-4} тл, или $1 \text{ тл} = 1 \text{ вб/м}^2 = 10^4 \text{ гс}$.

Допустим, что к зажимам обмотки в схеме рис. 1 приложено синусоидальное напряжение источника питания

$$u = U_m \sin \omega t.$$

Это напряжение состоит из двух составляющих: падения напряжения на активном сопротивлении обмотки, равного iR , и напряжения u_L , компенсирующего э. д. с., индуктируемую в обмотке ω при изменении магнитного потока. Так как $u_L = -e$, то

$$u = iR + u_L = iR - e = iR + \omega S \frac{dB}{dt}. \quad (2)$$

Допустим, что сопротивление R и (или) ток i настолько малы, что можно пренебречь активным падением напряжения iR по сравнению с u_L . Тогда $u = u_L = -e$, и, интегрируя уравнение (2), находим для магнитной индукции:

$$\begin{aligned} B &= \frac{1}{\omega S} \int u \, dt = \frac{1}{\omega S} \int U_m \sin \omega t \, dt = \\ &= -\frac{U_m \cos \omega t}{\omega \omega S} + B_0, \end{aligned} \quad (3)$$

где B_0 — постоянная интегрирования, представляющая собой постоянную составляющую магнитной индукции. При отсутствии подмагничивания сердечника постоянным магнитным полем $B_0 = 0$.

Амплитудное значение переменной составляющей индукции, определяемое как коэффициент при $\cos \omega t$ в формуле (3), равно:

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

Поскольку действующее значение синусоидального напряжения U в $\sqrt{2}$ раз меньше его амплитудного значения U_m , то из формулы (4) имеем:

$$U = E = \frac{U_m}{\sqrt{2}} = 4,44 f \omega S B_m, \quad (5)$$

где U и E — соответственно действующие значения напряжения и э. д. с. e , а $f = \frac{\omega}{2\pi}$ — их частота.

На рис. 5 показаны изменения во времени питающего напряжения u , э. д. с. e и магнитной индукции B для рассматриваемого случая, когда можно пренебречь падением напряжения iR в намагничивающей цепи. Видно, что изменение магнитной индукции отстает на угол $\pi/2$ (т. е. 90°) от изменения напряжения сети. Кривая индукции на рис. 5,б соответствует отсутствию постоянной составляющей ($B_0 = 0$), а на рис. 5,в — наличию такой составляющей ($B_0 \neq 0$).

Из формулы (5) вытекает следующий важный вывод: до тех пор, пока можно пренебречь падением напряжения в сопротивлении обмотки, величина и характер изменения переменной составляющей

магнитной индукции, не зависят от магнитных свойств сердечника и величины постоянной составляющей магнитного поля и однозначно определяются приложенным к обмотке переменным напряжением.

При изменении качества магнитного материала или постоянной составляющей индукции B_0 изменяется не амплитуда переменной составляющей индукции, а величина тока i в обмотке w . Величина

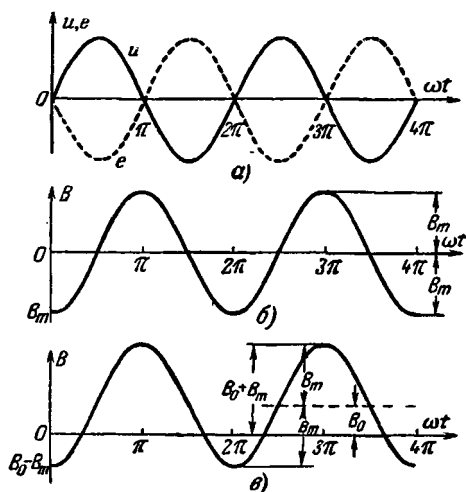


Рис. 5. Изменение магнитной индукции в сердечнике при синусоидальном законе изменения напряжения, приложенного к обмотке на сердечнике.

этого тока определяется на основе закона полного тока, согласно которому намагничивающая сила (н. с.) F , действующая вдоль замкнутого контура, равна сумме всех токов, пронизывающих этот контур: $F = \sum i$. Намагничивающая сила, действующая в сердечнике (рис. 1), $F = wi$, так как w представляет собой сумму токов, проходящих через окно сердечника.

Намагничивающая сила, приходящаяся на единицу длины сердечника, равна напряженности магнитного поля. Если н. с. распределена равномерно по всей длине сердечника, то получим следующую формулу для среднего значения напряженности поля:

$$H = \frac{F}{l} = \frac{\sum i}{l} = \frac{wi}{l}, \quad (6)$$

где l — средняя длина сердечника (средняя длина магнитного пути).

В принятой системе единиц ток измеряется в амперах, а l — в метрах и напряженность поля, определяемая формулой (6), выражается в амперах на метр (а/м). На практике напряженность

поля иногда измеряется также в эрстедах (э). В этом случае она вычисляется по формуле

$$H = \frac{[0,4\pi w i]}{l_i} [\text{э}], \quad (7)$$

в которой i измеряется в амперах, а l — в сантиметрах.

Сравнение формул (6) и (7) показывает, что напряженность поля в 1 а/м равнозначна напряженности поля 0,004π э или 1 э ≈ 80 а/м. В дальнейшем будем пользоваться выражением (6) для напряженности магнитного поля.

Согласно закону полного тока напряженность в замкнутом однородном сердечнике однозначно определяется токами в его обмотках. Если известны величина и характер изменения напряженности поля, то тем самым можно считать известным по формуле (6) и ток в его обмотке. Если на сердечнике имеется несколько обмоток $w_1, w_2, w_3, \dots$, по которым протекают соответственно токи $i_1, i_2, i_3, \dots$, то результирующая напряженность поля

$$H = \frac{1}{l} (i_1 w_1 + i_2 w_2 + i_3 w_3 + \dots). \quad (8)$$

Выясним теперь зависимость величины тока i , протекающего через обмотку w сердечника при синусоидальном напряжении u , от свойств магнитного материала и величины постоянной составляющей магнитной индукции. Пренебрегая падением напряжения на сопротивлении обмотки R , можно считать, что магнитная индукция будет в принудительном порядке изменяться по синусоидальному закону и иметь амплитудное значение B_m , определяемое формулой (4).

На рис. 6 приведены средняя кривая намагничивания сердечника MON и кривые изменения магнитной индукции: a — при отсутствии постоянной составляющей индукции и b — при наличии постоянной составляющей, равной B_0 . Проектируя значения индукции, соответствующие кривым a и b , на кривую намагничивания, находим кривые изменений напряженности поля a' и b' , необходимых для получения заданных изменений индукции при наличии постоянной составляющей (b') и без постоянной составляющей (a'). Поскольку напряженность поля может быть создана только током, протекающим в обмотке сердечника, то кривые a' и b' на рис. 6 в другом масштабе представляют собой токи i , протекающие в этой обмотке. Величина этих токов вычисляется по формуле (6). Из рис. 6 видно, что при подмагничивании сердечника постоянным током, т. е. при наличии постоянной составляющей магнитной индукции B_0 , растет величина переменной составляющей напряженности поля и, следовательно, величина переменного тока в обмотке w . На этом явлении и основано действие магнитных усилителей.

При отсутствии подмагничивания постоянным током ($B_0=0$) амплитуда напряженности поля H и амплитуда тока i будут тем меньше, чем выше магнитная проницаемость, т. е. чем круче кривая намагничивания материала сердечника. Как увидим в дальнейшем, идеальным для магнитных усилителей является магнитный материал, кривая намагничивания которого изображается тремя прямыми ли-

ниями на рис. 4,б и у которого отсутствует гистерезис. Для сердечника из такого материала при амплитудном значении переменной составляющей индукции B_m , меньшем индукции насыщения B_s , и при отсутствии постоянной составляющей индукции ($B_0=0$) напряженность поля H в течение всего периода равна нулю и ток по обмотке не протекает, несмотря на то, что к этой обмотке приложено переменное напряжение. Это связано с тем, что магнитная прони-

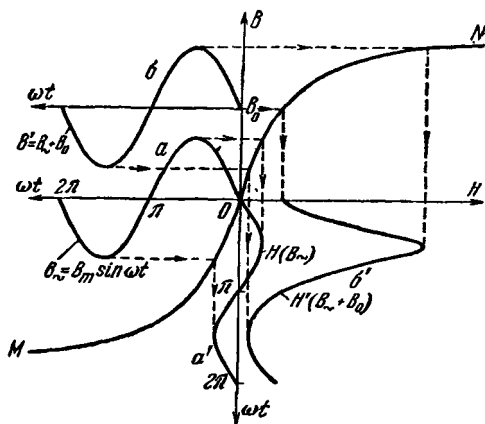


Рис. 6. Изменение напряженности поля H при синусоидальном законе изменения индукции.

a — при отсутствии постоянной составляющей индукции; b — при наличии постоянной составляющей.

цаемость материала, кривая намагничивания которого приведена на рис. 4,б, для значений индукций, меньших индукции насыщения B_s , равна бесконечности.

Вследствие нелинейного характера кривой намагничивания ток i в обмотке w при синусоидальном напряжении на зажимах обмотки изменяется не по синусоидальному закону. Часто для удобства расчетов этот ток заменяют эквивалентным по действующему значению (т. е. нагреву) синусоидальным током I . Амплитудное значение эквивалентной синусоидальной напряженности поля

$$H_m = \frac{\sqrt{2} I w}{l}. \quad (9)$$

Индуктивное сопротивление обмотки, расположенной на сердечнике,

$$\omega L_s = \frac{U}{I}.$$

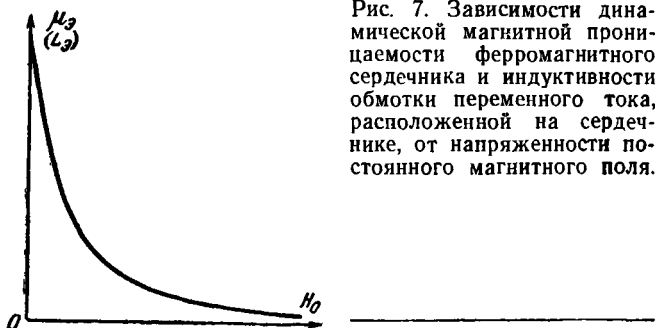


Рис. 7. Зависимости динамической магнитной проницаемости ферромагнитного сердечника и индуктивности обмотки переменного тока, расположенной на сердечнике, от напряженности постоянного магнитного поля.

Подставляя вместо U и I их значения из формул (5) и (9), получаем известное выражение для действующей индуктивности обмотки на переменном токе:

$$L_a = \frac{\omega^2 S}{l} \cdot \frac{B_m}{H_m} = \frac{\omega^2 S}{l} \mu_0 \mu_a, \quad (10)$$

где μ_a — динамическая (или действующая) магнитная проницаемость, определяемая по формуле

$$\mu_a = \frac{B_m}{\mu_0 H_m}. \quad (11)$$

Поскольку с увеличением постоянной составляющей индукции B_0 величина B_m остается неизменной, а H_m растет (рис. 6), то согласно формулам (10) и (11) проницаемость сердечника μ_a и индуктивность обмотки ω уменьшаются при подмагничивании сердечника постоянным магнитным полем. Характер зависимости μ_a и L_a от напряженности постоянного поля H_0 при $B_m = \text{const}$ показан на рис. 7.

3. ДВА ТРАНСФОРМАТОРА КАК ПРОСТЕЙШИЙ МАГНИТНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

В 1876 г. П. Н. Яблочков изобрел трансформатор. Однако, как это часто бывало в условиях царской России, это важнейшее для дальнейшего развития электротехники изобретение было вскоре забыто. Независимо от Яблочкова трансформатор вторично изобрел в 1882 г. И. Ф. Усагин.

Открытия и исследования Столетова и изобретения Яблочкова и Усагина подготовили почву для создания магнитных усилителей.

Действительно, простейший магнитный усилитель по существу представляет собой два трансформатора с замкнутыми сердечниками из ферромагнитного материала, имеющего нелинейную кривую намагничивания. В таком виде они получили практическое применение еще в 1908 г. и широко используются до настоящего времени.

Соединим последовательно первичные обмотки ω_1 двух одинаковых трансформаторов и подключим их к источнику переменного

напряжения U (рис. 8). При разомкнутых вторичных обмотках w_2 через первичные обмотки протекает ток холостого хода трансформаторов $I_{x.x}$. Соединим вторичные обмотки w_2 трансформаторов последовательно и встречно. Тогда электродвижущие силы (э. д. с.), индуцируемые во вторичных обмотках, будут одинаковыми по величине и противоположными по фазе, т. е. они взаимно компенсируются, вследствие чего э. д. с. во вторичной цепи трансформаторов будет равна нулю. Поэтому, если даже замкнуть накоротко свободные концы вторичных обмоток, ток по этим обмоткам протекать не будет и величина тока в первичных обмотках не изменится.

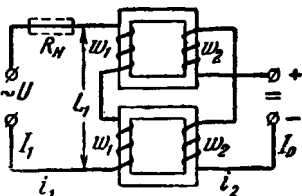


Рис. 8. Два трансформатора как простейший магнитный усилитель.

Подадим теперь постоянный ток I_0 во вторичные обмотки w_2 трансформаторов. Этот ток создает постоянное магнитное поле H_0 , которое вследствие нелинейного характера кривой намагничивания сердечников вызывает уменьшение их динамической магнитной проницаемости μ_0 (т. е. проницаемости для переменного магнитного потока) и соответствующее уменьшение индуктивности L_1 первичных обмоток трансформаторов, как показано на рис. 7.

С уменьшением индуктивности первичных обмоток ток I_1 в этих обмотках растет. Величина этого тока определяется известной формулой

$$I_1 = \frac{U}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L_1^2}}.$$

Здесь R — активное сопротивление первичной цепи, ом, а $L_1 = 2L_0$, где L_0 определяется формулой (10).

Устройство, осуществляемое по схеме рис. 8, обычно называют дросселем насыщения или управляемым дросселем, так как, изменяя степень насыщения его сердечников путем подмагничивания их постоянным током, можно изменить индуктивность обмоток w_1 в широких пределах.

Если последовательно с обмотками w_1 включить нагрузку R_n , показанную на рис. 8 пунктиром, то получится простейший магнитный усилитель, так как при помощи небольшой мощности постоянного тока, расходуемой в активном сопротивлении обмоток управления w_2 , можно управлять значительно большей мощностью в цепи нагрузки.

Действие магнитных усилителей основано на явлении насыщения сердечников постоянным магнитным потоком, с которым в выходных трансформаторах электронных усилителей обычно приходится бороться.

Для борьбы с уменьшением μ_0 при наличии подмагничивания постоянным током в сердечники выходных трансформаторов вводят воздушные промежутки, что ослабляет подмагничивающее поле постоянного тока. На рис. 9 показан характер зависимости индук-

тивности L_1 первичной обмотки трансформаторов от величины постоянной составляющей анодного тока I_0 ; кривая I получена для Ш-образного сердечника, собранного внахлест; II — для того же сердечника, но собранного в стык; III — при наличии воздушного зазора порядка 0,5 мм. Пунктирной кривой IV показано изменение индуктивности в случае тороидального сердечника.

Очевидно, что те мероприятия, которые являются полезными с точки зрения улучшения работы выходного трансформатора в схеме рис. 9, могут лишь ухудшить работу магнитного усилителя.

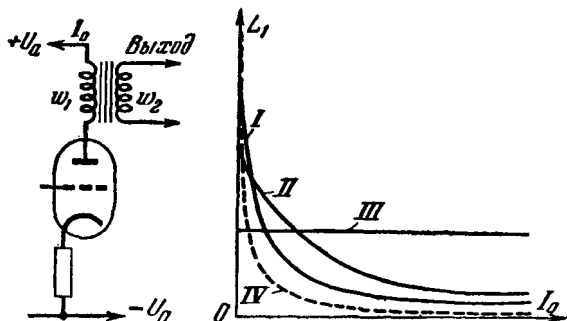


Рис. 9. Зависимость индуктивности первичной обмотки w_1 трансформатора от постоянной составляющей анодного тока I_0 .

I — Ш-образного сердечника, собранного вперекрышку;
 II — то же собранного в стык; III — то же с зазором 0,5 мм; IV — для тороида.

В частности, для магнитных усилителей недопустимо применение сердечников с воздушными промежутками. Интересно отметить, что еще А. Г. Столетов указал, что наличие таких промежутков вызывает уменьшение результирующей магнитной проницаемости сердечника и спрямление кривой намагничивания. Он показал, что наилучшее использование нелинейного характера кривой намагничивания ферромагнитных материалов достигается при применении тороидальных сердечников (см. рис. 1).

То обстоятельство, что сердечники магнитных усилителей с их обмотками по существу представляют собой трансформаторы, позволяет для расчета таких усилителей воспользоваться основными соотношениями для токов и напряжений трансформаторов. Применим закон полного тока в виде уравнения (8) к одному из трансформаторов в схеме рис. 8, учитывая при этом, что токи i_1 и i_2 , протекающие соответственно в первичной w_1 и вторичной w_2 обмотках трансформатора, создают магнитные поля противоположного направления. Тогда уравнение (8) принимает следующий вид:

$$H = \frac{1}{l} (i_1 w_1 - i_2 w_2).$$

Отсюда получаем общеизвестную формулу для мгновенного значения тока, протекающего в первичной обмотке трансформатора:

$$i_1 = \frac{Hl}{w_1} + \frac{w_2}{w_1} i_2 = i_\mu + \frac{w_2}{w_1} i_2, \quad (12)$$

где

$$i_\mu = \frac{Hl}{w_1} \quad (13)$$

представляет собой намагничивающий ток, необходимый для получения заданного значения индукции сердечника. В случае идеальной безгистерезисной кривой намагничивания (рис. 4, б) $i_\mu = 0$. При разомкнутой вторичной цепи или при отсутствии постоянного тока в этой цепи ($I_0 = 0$ в схеме рис. 8) ток $i_2 = 0$ и $i_1 = i_\mu$.

Как будет показано ниже (гл. 3), в схеме рис. 8 при нормальных условиях работы усилителя всегда хотя бы один из сердечников в течение полупериода находится в ненасыщенном состоянии; для него справедлива формула (12). При наличии существенного сигнала I_0 намагничивающий ток i_μ всегда много меньше тока $i_2 w_2 / w_1$

и для ненасыщенного сердечника $i_1 \approx \frac{w_2}{w_1} i_2$. Интегрируя это равенство в пределах полупериода ($T/2$), в течение которого рассматриваемый сердечник ненасыщен, находим:

$$I_{1cp} = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_1 + \frac{T}{2}} i_1 dt \approx \frac{2}{T_1} \cdot \frac{w_2}{w_1} \int_{t_1}^{t_1 + \frac{T}{2}} i_2 dt = \frac{w_2}{w_1} I_0$$

или

$$I_{1cp} \approx \frac{w_2}{w_1} I_0, \quad (14)$$

где I_{1cp} — среднее значение тока i_1 , равное среднему значению переменного тока в нагрузке, а I_0 — среднее значение тока i_2 , равное величине постоянного тока в обмотках w_2 .

Как показывают более строгий анализ и экспериментальные характеристики, приводимые ниже, равенство (14), вытекающее из уравнения токов трансформатора (12), справедливо в весьма широких пределах для магнитных усилителей без обратной связи. При этом оно относительно мало зависит от напряжения и частоты источника питания и сопротивления нагрузки. Это показывает, что магнитный усилитель по схеме рис. 8 лишь условно (упрощенно) может быть рассмотрен как управляемая индуктивность.

4. МАГНИТНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ — ЭТО МОДУЛЯТОР

На рис. 10, а приведена эквивалентная схема электронного усилителя, а на рис. 10, б — простейшего магнитного усилителя. Действие электронного усилителя основано на том, что усиливаемый сигнал, подаваемый на сетку лампы, изменяет активное сопротивление лампы R_k и тем самым изменяет величину тока I_a , протекающего через нагрузку R_n , подключенную последовательно с лампой

к источнику питания. Цепь нагрузки электронного усилителя обычно питается от источника постоянного тока.

В магнитном усилителе (рис. 10, б) усиливаемый сигнал изменяет индуктивность L_i , включенную последовательно с нагрузкой R_H . Для того чтобы изменение этой индуктивности могло повлиять на величину тока нагрузки, цепь нагрузки магнитного усилителя должна питаться от источника переменного тока.

До сих пор для простоты предполагалось, что на вход магнитного усилителя подаются сигналы постоянного тока. Однако маг-

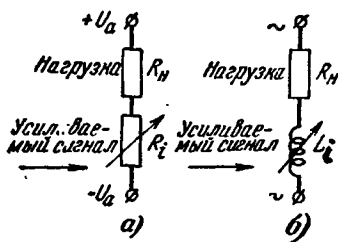


Рис. 10. Эквивалентные схемы.

а — электронного усилителя; б — магнитного усилителя.

нитные усилители могут быть использованы и для усиления сигналов переменного тока. Магнитный усилитель является по существу модулятором, в котором ток нагрузки представляет собой «высокую» частоту, модулированную сигналом. Поэтому для получения на выходе магнитного усилителя тока нагрузки, имеющего такую же форму, как и усиливаемый сигнал, необходимо на выходе усилителя включить демодулятор, иначе говоря, нагрузка должна быть включена через детектор или выпрямитель.

При этом, как и в обычных радиотехнических устройствах с амплитудной модуляцией, необходимо, чтобы частота источника питания (несущая частота) по крайней мере в 5—10 раз превышала максимальную частоту усиливаемого сигнала.

На рис. 11, а приведена схема детектирования тока нагрузки, наиболее часто применяемая для магнитных усилителей постоянных

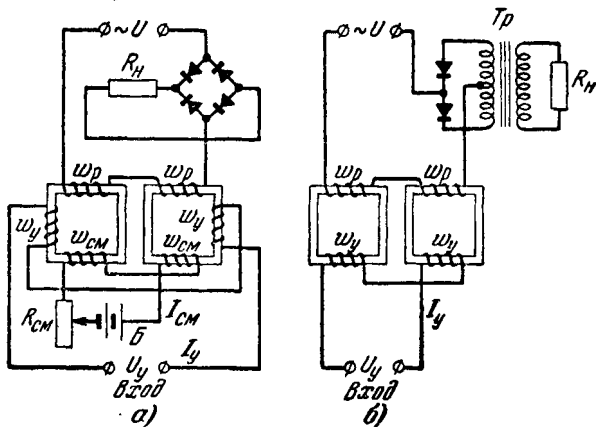


Рис. 11. Магнитные усилители с выпрямлением несущей частоты.

а — с мостовым выпрямителем; б — по схеме Шенфера.

и медленно изменяющихся токов. В дальнейшем обозначим через ω_p обмотки переменного тока, включенные в цепь нагрузки, а через ω_y — обмотки управления, в которые поступает усиливаемый сигнал. Обмотки переменного тока ω_p часто называют также рабочими или нагрузочными обмотками усилителя.

В выпрямителе обычно используются германиевые, кремниевые или селеновые полупроводниковые вентили. В усилителе по схеме рис. 11,а предусмотрены также обмотки смещения $\omega_{см}$. При помощи постоянного тока смещения $I_{см}$, подаваемого в эти обмотки, выбирается рабочая точка на характеристике магнитного усилителя. В этой схеме смещение подается от батареи Б. Часто постоянный ток для смещения получают путем выпрямления напряжения сети переменного тока дополнительным полупроводниковым выпрямителем.

На рис. 11,б приведена схема магнитного усилителя, предложенная К. И. Шенфером еще в 1920 г. для усиления микрофонных токов звуковой частоты. Наличие выходного трансформатора Тр в этой схеме для снятия постоянной составляющей выходного тока позволяет получить двухполупериодное детектирование с применением лишь двух вентилях.

5. СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ И ОБЛАСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Сравнение эквивалентных схем электронных и магнитных усилителей, приведенных на рис. 10, позволяет сделать некоторые предварительные выводы о достоинствах и недостатках последних. Прежде всего отметим, что все элементы, применяемые в магнитных усилителях, в том числе и полупроводниковые выпрямители, отличаются большим сроком службы, допускают значительные перегрузки и нечувствительны к вибрациям. Поэтому магнитные усилители отличаются высокой степенью надежности. Они не требуют периодического ухода и обслуживания и могут применяться в пожароопасных и взрывоопасных помещениях. В отличие от электронных усилителей магнитные усилители не нуждаются в предварительном разогреве и готовы к действию немедленно после включения источника питания. Поскольку изменение тока нагрузки осуществляется путем изменения индуктивности, в которой «расходуется» главным образом реактивная мощность, то магнитные усилители отличаются значительно более высоким коэффициентом полезного действия (к. п. д.), чем электронные усилители, тем более, что в магнитных усилителях отсутствуют потери в цепях накала.

Существенное достоинство магнитных усилителей состоит в том, что они могут питаться непосредственно от сети переменного тока.

Магнитные усилители, как и электронные, могут быть выполнены с обратной связью, многокаскадными и по двухтактным схемам. Если предусмотреть несколько обмоток управления, то получится магнитный усилитель, который эквивалентен многоэлектродной электронной лампе. При этом число обмоток управления у магнитных усилителей может значительно превышать число сеток у электронных ламп и для некоторых магнитных усилителей достигает 10—20. Такие магнитные усилители могут быть использованы для суммирования различных сигналов.

Магнитные усилители отличаются высокой стабильностью и могут устойчиво работать при колебаниях напряжения и частоты ис-

точника питания в пределах ± 20 — 40% номинала. Они могут обеспечить получение значительного усиления мощности, достигающего 10^3 — 10^6 в одном каскаде. Специальные магнитные усилители напряжения (магнитные модуляторы) могут быть использованы для усиления весьма слабых сигналов постоянного тока, мощность которых составляет лишь 10^{-19} — 10^{-17} вт.

Важными конкурентами магнитных усилителей являются полупроводниковые усилители, которые обладают лучшими динамическими свойствами, меньшими габаритами, высоким к. п. д. и при относительно высокой надежности часто оказываются более дешевыми, чем магнитные усилители. Однако магнитные усилители более пригодны для усиления и суммирования сигналов постоянного и медленно изменяющихся токов, обладают более высокой надежностью и перегрузочной способностью, могут быть выполнены на большую мощность и менее чувствительны к большим изменениям температуры и к радиоактивным излучениям, чем полупроводниковые усилители. Созданы, например, магнитные усилители, способные работать при температуре окружающей среды 500°C . Максимальная мощность магнитных усилителей практически ничем не ограничена. Известны, например, магнитные усилители (дрессели насыщения), предназначенные для управления реактивной мощностью до 100 000 ква, и быстродействующий магнитный усилитель для управления током в 160 000 а.

Перечисленные достоинства магнитных усилителей привели к их широкому применению прежде всего в устройствах автоматического регулирования, управления и контроля. Они используются в регуляторах напряжения, частоты, числа оборотов, температуры, давления и др., а также в измерительной технике — в схемах автоматической компенсации измеряемой величины, для усиления слабых термоэлектродвижущих сил (термо-э. д. с.), фототоков и сигналов от тензометрических датчиков, в качестве нуль-индикаторов и т. п. Магнитные усилители применяются для управления двигателями постоянного и переменного токов в следящих системах, углом зажигания тиратронов, твердыми выпрямителями, вращающимися генераторами. Они используются в схемах релейной защиты и сигнализации, сортировочных автоматах, вычислительных машинах и счетно-решающих приборах, автопилотах и других устройствах. Магнитные усилители широко применяются для осуществления стабилизаторов напряжения, используемых, в частности, для питания электронных устройств.

Наиболее существенным недостатком магнитных усилителей является значительная постоянная времени (инерционность) по сравнению с электронными и полупроводниковыми усилителями, обусловленная индуктивностью обмоток управления. Долгое время их считали пригодными лишь для усиления сигналов постоянного и медленно изменяющегося токов. Однако создание новых высококачественных магнитных сплавов и новых схем магнитных усилителей позволило существенно снизить их инерционность при заданном значении коэффициента усиления. Хотя основной областью применения магнитных усилителей по-прежнему является усиление сигналов постоянного и относительно медленно изменяющегося токов, в последнее время наблюдается значительное расширение их применения в области высоких частот, особенно в вычислительной технике, что объясняется прежде всего их высокой надежностью. В ка-

честве примера можно указать, что отечественная цифровая вычислительная машина «Сетунь», созданная в вычислительном центре Московского государственного университета, практически полностью построена на магнитных усилителях. Частота источника питания магнитных усилителей, применяемых в цифровой технике, в отдельных случаях доходит до 10 *Мгц*. Часто для таких усилителей используют импульсные источники питания.

В заключение следует отметить, что часто свойства полупроводниковых (транзисторных) и магнитных усилителей весьма удачно дополняют друг друга, и поэтому наиболее разумным решением поставленной задачи нередко является такое их совместное применение, которое позволяет максимально использовать достоинства тех и других типов усилителей и устранить их недостатки.

ГЛАВА ВТОРАЯ

ФЕРРОМАГНИТНЫЕ МАТЕРИАЛЫ И СЕРДЕЧНИКИ, ПРИМЕНЯЕМЫЕ В МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

Свойства магнитных усилителей весьма существенно зависят от характеристик применяемых для сердечников магнитных материалов, а также от конструкции, размеров и технологии изготовления сердечников. Наша промышленность выпускает многочисленные магнитно-мягкие материалы, пригодные для применения в различных типах магнитных усилителей. Эти материалы разделяются на металлические ферромагнетики, представляющие собой сплавы железа с другими элементами, и на неметаллические, оксидные ферромагнетики (ферриты), получившие значительное применение на повышенных и высоких частотах.

6. ФЕРРОМАГНИТНЫЕ СПЛАВЫ

Металлические магнитно-мягкие материалы для сердечников магнитных усилителей могут быть разделены на три большие группы. В первую группу входят электротехнические стали, представляющие собой сплав железа с кремнием. Эти материалы являются наиболее дешевыми, и, обладая высокой индукцией насыщения, они находят преимущественное применение в силовых магнитных усилителях, мощность которых превышает примерно 1—10 *вт*. Вторую группу образуют железоникелевые сплавы, содержащие, как правило, легирующие элементы в виде молибдена, хрома, марганца, меди и др. Сплавы этой группы обладают наиболее высокими значениями магнитной проницаемости, а некоторые из них имеют прямоугольную петлю гистерезиса. Третья группа состоит из железокобальтовых и железоникелькобальтовых сплавов, которые в зависимости от состава превосходят сплавы первых двух групп по ряду магнитных свойств.

Из всего многообразия магнитно-мягких сплавов мы здесь рассмотрим лишь те, которые получили преимущественное применение в современных магнитных усилителях. В табл. I приведены их примерные свойства в постоянных магнитных полях, а на рис. 12—

основные кривые намагничивания для некоторых из указанных сплавов. В табл. 1 через μ_n обозначена начальная магнитная проницаемость материала, соответствующая весьма малым значениям магнитной индукции B , а через $\mu_{\max}$ — максимальная проницаемость на основной кривой намагничивания. Для магнитных материалов с петлей гистерезиса, близкой к прямоугольной, также приведено отношение остаточной индукции B_r к индукции B_m , определяемой при напряженности поля $H_m \approx 400$ а/м. Это отношение (B_r/B_m) принято называть коэффициентом прямоугольности петли гистерезиса. Через ρ обозначено удельное электрическое сопротивление ма-

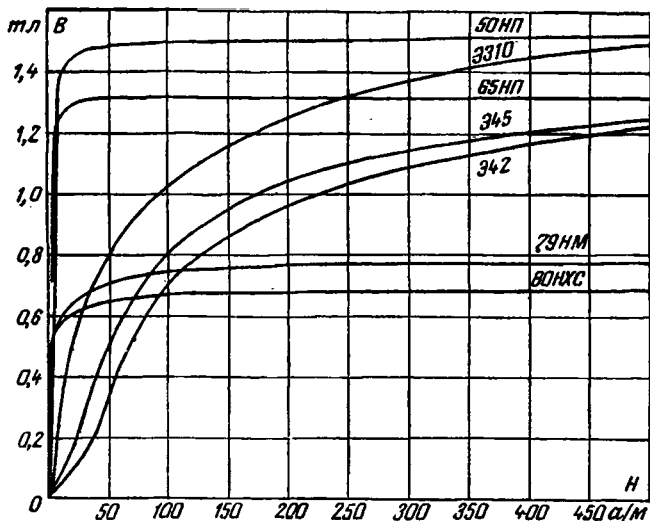


Рис. 12. Основные кривые намагничивания некоторых ферромагнитных материалов.

териала, через γ — его плотность, а через Θ — точка Кюри, равная температуре, при которой вещество перестает быть ферромагнитным.

Сплавы железа с кремнием подразделяются на горячекатаную сталь (сплавы Э31; Э41—Э48) и на холоднокатаную текстурованную сталь, выпускаемую нашей промышленностью под марками Э310, Э320, Э330, Э340, Э370 и Э380. В то время как горячекатаная сталь является практически изотропной, т. е. имеет одинаковые магнитные свойства во всех направлениях, магнитные свойства холоднокатаной стали существенно зависят от направления намагничивания. Наиболее высокие свойства холоднокатаная сталь имеет вдоль направления проката. В этом направлении ее магнитная проницаемость много больше, а коэрцитивная сила и потери на перемагничивание много меньше, чем у горячекатаной стали. При этом форма петли гистерезиса холоднокатаной стали, особенно у тонких лент, приближается к прямоугольной, что улучшает характеристики магнитных усилителей. Магнитные свойства перпендикулярно направлению про-

Таблица 1

**Примерные свойства некоторых магнитных сплавов,
применяемых для магнитных усилителей на постоянном
токе**

Марка сплава	μ_n	$\mu_{\max}$	$H_c, \text{а/м}$	$B, \text{тл}$	$\frac{B_r}{B_m}$	$\rho, 10^{-8} \text{ ом}\cdot\text{м}$	Плотность, $\frac{\text{г}}{\text{см}^3}$	$\theta, ^\circ\text{C}$
Э31	250	5 500	45	1,94	—	50	7,65	
Э41	300	6 000	35	1,90	—	60	7,55	
Э45	400	7 500	32	1,90	—	60	7,55	
Э47	600	10 000	20	1,90	—	60	7,55	
Э310	500	16 000	16	2,00	—	50	7,65	
Э320	800	30 000	10	2,00	—	50	7,65	
Э380	1 500	50 000	7	2,00	—	50	7,65	
74НМД	20 000—	80 000—	0,8—	0,60	—	65	8,68	365
	40 000	110 000	2,5					
76НХД	15 000—	100 000—	1,6—	0,75	—	62	8,6	430
	20 000	150 000	2,5					
79НМ	20 000—	130 000—	1,6	0,85	—	55	8,6	460
	30 000	160 000						
79НМА	30 000—	150 000—	0,80	0,75	—	58	8,85	400
	50 000	200 000						
80НХС	30 000—	150 000—	0,80—	0,70	—	63	8,5	330
	50 000	200 000	1,6					
47НМП	—	70 000—	8—16	1,40	0,92—	65—	8,2	—
	—	90 000			0,97	70		
50НП	—	50 000—	8—25	1,50	0,90—	45—	8,2	500
	—	80 000			0,95	50		
65НП	—	250 000—	0,32	1,35	0,95—	20—	8,35	600
	—	400 000			0,99	25		
34НҚМП	—	100 000—	65—	1,55	0,97—	52	8,45	750
		150 000	130		0,99			

ката—намного ниже. Поэтому конструкция сердечников из холоднокатаной текстурованной стали должна обеспечить прохождение магнитного потока на всем своем пути только вдоль направления проката. Это достигается применением ленточных сердечников, свернутых по спирали в кольцо (тороид), а также П-образных сердечников специальной конструкции. Холоднокатаная сталь выпускается промышленностью в виде листов толщиной 0,35; 0,3 и 0,2 мм, а также в виде ленты толщиной до 0,01 мм. Наиболее пригодной для магнитных усилителей является сталь Э380, хотя могут быть с успехом использованы и другие марки холоднокатаной стали.

Применение холоднокатаной текстурованной стали позволяет уменьшить вес и габариты мощных магнитных усилителей на 30—50% по сравнению с лучшей горячекатаной сталью Э41—Э48 и получить более высокое усиление. Поэтому в настоящее время в производстве магнитных усилителей холоднокатаная сталь почти полно-

стью вытеснила горячекатаную сталь. Если последняя и используется, то преимущественно для силовых трансформаторов, имеющих в схеме усилителя, а также для изготовления сердечников, конструкция которых не позволяет обеспечить прохождение магнитного потока только вдоль направления проката.

Железоникелевые сплавы также подразделяются на две группы. В первую группу входят сплавы с наивысшими значениями магнитной проницаемости и минимальными значениями коэрцитивной силы. Эти сплавы являются нетекстурованными, т. е. имеют практически одинаковые магнитные свойства во всех направлениях. К их числу относятся сплавы типов 76НХД, 79НМ, 79НМА и 80НХС, которые содержат примерно 76—80% никеля и имеют невысокие значения индукции насыщения, лежащие в пределах от 0,65 до 0,85 тл. Последние три сплава обладают наиболее высокими магнитными свойствами и получили преимущественное применение. Однако первый сплав (76НХД) обладает тем достоинством, что при специальном режиме термообработки он имеет повышенную температурную стабильность в климатическом диапазоне температур. Железоникелевые сплавы первой группы применяются главным образом для сравнительно маломощных магнитных усилителей и магнитных модуляторов, которые должны обладать максимально возможной чувствительностью к слабым изменениям магнитного поля, обусловленным усиливаемым сигналом, и для которых необходимо свести к минимуму влияние гистерезиса.

К второй группе железоникелевых сплавов относятся сплавы 50НП, 47НМП и 65НП, отличающиеся тем, что при соответствующем режиме термообработки они приобретают прямоугольную петлю гистерезиса (см рис. 4,а, где изображена петля гистерезиса сплава 50НП), на что указывает прибавление буквы П к наименованию сплава. Для сплавов 50НП и 47НМП прямоугольная петля гистерезиса достигается путем холодной прокатки ферромагнитной ленты до необходимой толщины с обжатием порядка 98—99% и отжига сердечника в вакууме в течение примерно 2 ч при температуре, лежащей в пределах 1050—1150°С в зависимости от состава сплава, с последующим охлаждением со скоростью 100—200°С в час.

Вследствие необходимости холодной прокатки с большим обжатием хорошая прямоугольность петли гистерезиса обычно достигается для сплавов 50НП и 47НМП лишь при толщине проката порядка 0,1 мм и меньше. Эти сплавы имеют в плоскости листа прямоугольную петлю гистерезиса лишь в двух взаимно перпендикулярных направлениях, одно из которых совпадает с направлением проката, а другое составляет угол в 90° с этим направлением. Поэтому сердечники из сплавов 50НП и 47НМП могут быть не только ленточными, но также и наборными из штампованных пластин.

Сплав 65НП и железоникелькобальтовый сплав 34НКМП, относящиеся к третьей группе металлических магнитных материалов, получают прямоугольную петлю гистерезиса при отжиге вырубкой или готового сердечника в магнитном поле. Отжиг производится при температуре порядка 1000—1100°С. Магнитное поле напряженностью порядка 10—20 а/см включается, когда температура изделий в процессе охлаждения достигает 800—700°С. Температура, при которой включается магнитное поле, должна быть выше точки Кюри Θ , равной для сплава 65НП примерно 600°С, а для сплава

34НҚМП 750°С. При этом прямоугольная петля гистерезиса получается в направлении действия поля во время отжига независимо от направления проката, степени обжата и толщины материала. Поэтому сплавы 65НП и 34НҚМП в отличие от других сплавов, указанных выше, позволяют получить прямоугольную петлю гистерезиса для сердечников, имеющих почти любую конфигурацию, в частности для сердечников, набираемых из штампованных колец.

Применение в магнитных усилителях, мощность которых составляет примерно 0,01—1,0 вт и выше, сплавов с прямоугольной петлей гистерезиса крайне желательно, так как они позволяют повышать мощность усилителя при заданных габаритах сердечников, уменьшать инерционность усилителя при заданном усилении, а также осуществлять ряд схем, работоспособных только при сердечниках с прямоугольной петлей гистерезиса. Например, максимальная мощность усилителя на сплаве 50НП с прямоугольной петлей гистерезиса вдвое выше, чем для усилителя на сплаве 50Н того же химического состава, но с обычной петлей гистерезиса.

Наилучшей прямоугольностью при небольших значениях коэрцитивной силы обладают сплавы 65НП и 34НҚМП. Недостатками сплава 65НП по сравнению с 47НМП и 50НП являются более высокое содержание никеля и низкое удельное сопротивление. Недостатками сплава 34НҚМП являются значительное содержание дорогого кобальта, а также наличие молибдена. Поэтому этот сплав, несмотря на его высокие магнитные свойства, применяется главным образом лишь для малогабаритных сердечников.

Сплав 50КФ содержит 50% кобальта и из всех известных магнитных материалов имеет наиболее высокое значение индукции насыщения ($B_s = 2,4$ тл), что позволяет уменьшить размеры сердечников на заданную мощность, а высокая точка Кюри ($\Theta = 980^\circ\text{C}$) позволяет работать при высоких температурах.

При отжиге сплава 50КФ в магнитном поле его петля гистерезиса получает форму, близкую к прямоугольной.

Для производственных партий данного сплава обычно наблюдается некоторый разброс магнитных свойств, вызванный неизбежными колебаниями химического состава сплава и содержащихся в нем примесей, а также возможными изменениями в степени обжата при прокатке и условий термической обработки. Поэтому заводы-изготовители обычно гарантируют определенные минимальные свойства для каждого сплава в зависимости от толщины ленты или листа. Отметим, что для сплавов, указанных в табл. 1, нередко достигаются магнитные свойства, намного превосходящие приведенные значения. Например, для сплава 80НХС в толщине 0,35 мм величина $\mu_{\text{макс}}$ часто достигает 350 000, а для сплава 79НМА 400 000—600 000.

Магнитные характеристики ферромагнитных материалов в переменных полях обычно существенно отличаются от их характеристик, полученных в постоянных полях (гл. 1). По мере повышения частоты переменного поля наблюдаются снижение эффективной проницаемости материала и расширение его динамической петли гистерезиса, обусловленные поверхностным эффектом. Вихревые токи, возникающие в листах (или в ленте или пластинах), вытесняют переменный магнитный поток из среднего сечения листа, что вызывает уменьшение магнитной проницаемости, вычисленной по отношению к полному сечению листа (или сердечника). Степень разви-

тия поверхностного эффекта тем больше, чем выше магнитная проницаемость материала на постоянном токе. Поэтому поверхностный эффект сильнее сказывается у железоникелевых сплавов высокой проницаемости, чем у железокремнистых сплавов.

Существенное ухудшение динамических магнитных характеристик (т. е. характеристик в переменных полях) по сравнению со статическими и снижение эффективной проницаемости магнитных материалов также могут быть обусловлены магнитной вязкостью и неоднородностью свойств материала по сечению листа. Относительное влияние последних двух факторов возрастает по мере уменьшения толщины материала.

Для устранения существенного поверхностного эффекта и обеспечения оптимальных характеристик магнитных усилителей рекомендуется толщину материала d (в миллиметрах) [Л. 1] выбирать не больше величины, определяемой по формуле

$$d \leq 10^6 \sqrt{\frac{\rho}{f \mu_{\max}}}, \quad (15)$$

где ρ в $\text{ом} \cdot \text{м}$.

Значения $\mu_{\max}$ и ρ для различных ферромагнитных материалов приведены в табл. 1.

Допустим, например, что для сердечников магнитного усилителя используется сплав 79НМ, имеющий максимальную проницаемость $\mu_{\max} = 1,2 \cdot 10^5$ и $\rho = 55 \cdot 10^{-8} \text{ ом} \cdot \text{м}$. Подставляя эти значения в (15), находим:

$$d \leq 10^6 \sqrt{\frac{55 \cdot 10^{-8}}{1,2 \cdot 10^5 f}} \approx \frac{2}{\sqrt{f}} [\text{мм}].$$

Таким образом, при $f = 50 \text{ гц}$ следует выбирать $d \leq 0,28 \text{ мм}$, а при $f = 400 \text{ гц}$ — $d \leq 0,1 \text{ мм}$.

Для сплава 65НП при $\mu_{\max} = 3 \cdot 10^5$ и $\rho = 25 \cdot 10^{-8} \text{ ом} \cdot \text{м}$ получаем $d \leq \frac{0,85}{\sqrt{f}} \text{ мм}$, а для холоднокатаной стали с $\mu_{\max} = 4 \cdot 10^4$ и $\rho = 50 \cdot 10^{-8} \text{ ом} \cdot \text{м}$ или $d \leq \frac{3,5}{\sqrt{f}} \text{ мм}$.

Следует отметить, что приведенные в табл. 1 значения $\mu_{\text{п}}$, $\mu_{\max}$ и H_c соответствуют толщине железокремниевых сплавов $d = 0,35 \text{ мм}$ и толщине железоникелевых сплавов $d \geq 0,1 \text{ мм}$. По мере уменьшения толщины проката наблюдаются существенные изменения формы петли гистерезиса, сопровождаемые повышением H_c и снижением $\mu_{\text{п}}$ и $\mu_{\max}$. Это обстоятельство следует учесть при использовании формулы (15). С уменьшением толщины проката улучшается прямоугольность петли гистерезиса холоднокатаной стали, а сплавы 79НМ и 79НМА приобретают практически прямоугольную петлю гистерезиса при $d \leq 0,01 \text{ мм}$.

Выбор магнитного сплава для сердечников того или иного усилителя определяется рядом факторов, к числу которых относятся: 1) мощность усилителя; 2) требуемое значение нижнего порога чувствительности (т. е. минимальное значение усиливаемого сигнала); 3) требуемое значение коэффициента усиления; 4) частота источника питания; 5) требуемый диапазон изменения тока нагрузки; 6) стоимость сплава; 7) количество выпускаемых усилителей; 8) тех-

нология обработки сплава и др. Поэтому не всегда можно дать однозначный ответ в отношении выбора сплава для того или иного типа усилителя. Например, применение сплавов типов 79НМ, 79НМА и 80НХС позволяет получить более высокие коэффициенты усиления, повысить стабильность усиления и усиливать более слабые сигналы. Однако стоимость этих сплавов примерно в 20 раз превышает стоимость холоднокатаной стали. Железоникелевые сплавы должны проходить специальный высокотемпературный отжиг в вакууме или водороде после штамповки пластин или намотки сер-

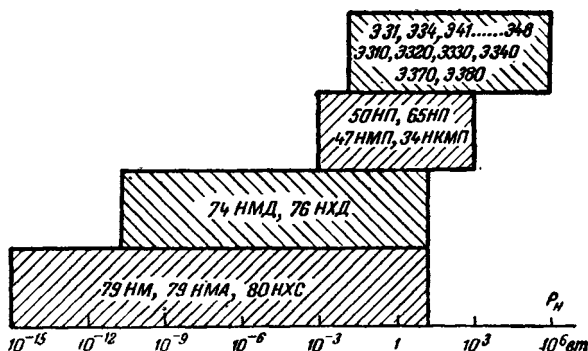


Рис. 13. Область применения различных сплавов в зависимости от мощности усилителя.

дечников. Кроме того, для мощных усилителей сердечники из сплавов 79НМ, 79НМА и 80НХС должны иметь большие размеры, чем сердечники из холоднокатаной стали, вследствие того что магнитная индукция насыщения у первых значительно меньше, чем у холоднокатаной стали.

На рис. 13 показана примерная область применения различных сплавов в зависимости от мощности P_n на выходе усилителя. Отметим, что чем выше частота f источника питания, тем выше мощность, для которой целесообразно еще использовать железоникелевые сплавы. Это является следствием того, что мощность магнитных усилителей растет прямо пропорционально частоте питающего напряжения.

7. МАГНИТНЫЕ СЕРДЕЧНИКИ

Для создания высококачественных магнитных усилителей еще недостаточно применять сплавы, имеющие высокие магнитные свойства. Необходимо, кроме того, выбрать такую конструкцию сердечников, которая позволила бы в полной мере использовать эти свойства. К числу причин, часто вызывающих существенное ухудшение магнитных свойств сердечников по сравнению со свойствами применяемых сплавов, следует отнести: неравномерное намагничивание отдельных участков магнитопровода, наличие воздушных зазоров в магнитопроводе, возникновение механических напряжений в сердечнике при его сборке и эксплуатации, наличие значительного угла между направлениями, в которых материал обладает наивысшими

магнитными свойствами, и направлениями потока на отдельных участках магнитопровода.

Идеальными являются такая конструкция и такие соотношения геометрических размеров сердечников, которые обеспечивают: 1) максимальное использование в сердечнике магнитных свойств, присущих используемому магнитному сплаву; 2) возможность создания магнитных усилителей минимального веса, габаритов или стоимости при заданных технических показателях (например, при заданных значениях мощности, коэффициента усиления, нижнего порога чувствительности и т. д.); 3) минимальные отходы материалов в процессе производства; 4) технологичность изготовления магнитных усилителей и, в частности, его обмоток.

Невозможно одновременно удовлетворить всем указанным требованиям при помощи лишь одного типа сердечников, что привело к использованию сердечников самых различных типов и конструкций. Из всего многообразия существующих типов сердечников мы здесь выделим лишь те, которые обеспечивают возможность создания магнитных усилителей с наивысшими качественными показателями.

Наилучшее использование магнитных свойств материала и наилучшие характеристики у магнитных усилителей достигаются при применении тороидальных сердечников, отличающихся отсутствием воздушных промежутков на пути магнитного потока и рассеяния. Для них также достигается наиболее равномерное намагничивание сердечника по длине.

Тороиды могут набираться из штампованных колец или быть выполнены в виде витых ленточных сердечников. Последние не только отличаются повышенными магнитными свойствами, но могут быть изготовлены без существенных отходов металла, тогда как при штамповке колец отходы нередко превышают 60%. При массовом производстве значительно проще и дешевле изготовлять ленточные сердечники, чем наборные, которые требуют штамповки большого числа колец. При небольшой толщине материала штамповка и изоляция колец являются весьма трудоемкими операциями. При сборке сердечников из тонких колец трудно избежать появления механических деформаций. Для сплавов, имеющих повышенные свойства вдоль направления проката (47НМ, 50НП, Э310—Э380), тороидальные сердечники выполняются только витыми.

Магнитно-мягкие сплавы весьма чувствительны к механическим напряжениям, вредное влияние которых сказывается тем сильнее, чем выше магнитные свойства сплава. Поэтому тороидальные сердечники из железоникелевых сплавов после отжига обычно помещают в защитные каркасы (рис. 14), предохраняющие их от механических напряжений, возникающих при нанесении обмоток непосредственно на сердечник. Каркасы обычно прессуются из пластмассы или штампуются из дюралюминия. В последнем случае крышку каркаса следует сделать немагнитической или изолировать от каркаса во избежание образования короткозамкнутого витка вокруг сердечника. Если сердечник должен работать в условиях вибраций и ударов, то его обычно заливают массой, обладающей малой усадкой, низким коэффициентом температурного расширения и большой эластичностью. В качестве такой массы часто используют ЦИАТИМ 201, 202 и 221, а также другие составы. Иногда вместо заливки используют прижимные пружинящие шайбы.

В табл. 2 приведены оптимальные отношения наружного и внутреннего диаметров D_n/D_v торoidalных сердечников (рис. 14) и соответствующие оптимальные отношения высоты сердечника к внутреннему диаметру b/D_v в зависимости от типа магнитного

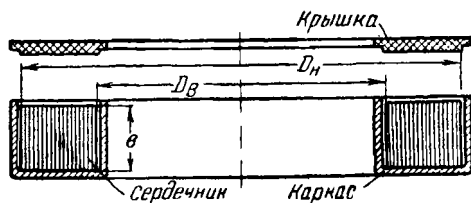


Рис. 14. Торoidalный сердечник в защитном каркасе.

усилителя и основного требования, предъявляемого к нему [Л. 11]. В этой таблице через N_y обозначено число сердечников, охваченных общей обмоткой управления. Данные, относящиеся к пунктам 4—6 таблицы, справедливы для усилителей с раздельными обмотками на каждом сердечнике.

Таблица 2

Примерные оптимальные отношения размеров торoidalных сердечников

Основные требования к магнитному усилителю	Оптимальные отношения	
	D_n/D_v	b/D_v
Минимальный порог чувствительности магнитного модулятора	1,2—1,4	0,1—0,2
Минимальный порог чувствительности усилителя с обратной связью	1,3—1,4	$\frac{0,5—0,6}{N_y}$
Максимальная добротность при заданной мощности, ограниченной активным сопротивлением рабочих обмоток (ω_p) усилителя $R_n/R = \eta = \text{const}$	1,3—1,4	0,7
Максимальная добротность при заданной мощности, ограниченной нагревом	1,4—1,5	0,5—0,7
Максимальная мощность, допустимая по нагреву, при данном объеме или весе усилителя (или заданная мощность при минимальном объеме)	1,6—2,0	0,6—1,0
Максимальная мощность, допустимая по нагреву, при минимальной стоимости активных материалов:		
а) для холоднокатаной стали	2,5—3	1,0—1,5
б) для сплавов 50НП и 65НП	1,6—2,0	0,5—0,7

Основные параметры тороидальных сердечников

Тип магнито- провода D_B/D_H , в мм	l , см	S_0 , см ²	V_0 , см ³	Q , см ²	l_m , см	QS_0 , см ⁴	$\frac{QS_0^2}{l_m}$ см ³
ОЛ 6/8-2,5	2,2	0,025	0,054	0,28	1,4	0,007	$1,25 \cdot 10^{-4}$
ОЛ 8/10-2,5	2,8	0,025	0,07	0,5	1,4	0,0125	$2,2 \cdot 10^{-4}$
ОЛ 10/12-2,5	3,45	0,025	0,086	0,78	1,48	0,0196	$3,3 \cdot 10^{-4}$
ОЛ 12/14-3	4,1	0,03	0,123	1,13	1,74	0,034	$6,0 \cdot 10^{-4}$
ОЛ 12/14-4	4,1	0,04	0,164	1,13	1,94	0,045	$9,3 \cdot 10^{-4}$
ОЛ 14/17-3	4,86	0,045	0,223	2,54	1,9	0,069	$1,64 \cdot 10^{-3}$
ОЛ 14/17-4	4,86	0,06	0,298	1,54	2,18	0,092	$2,53 \cdot 10^{-3}$
ОЛ 16/20-3	5,65	0,06	0,339	2,0	2,23	0,121	$3,23 \cdot 10^{-3}$
ОЛ 16/20-4	5,65	0,08	0,452	2,0	2,43	0,16	$5,26 \cdot 10^{-3}$
ОЛ 16/20-5	5,65	0,1	0,565	2,0	2,63	0,2	$7,6 \cdot 10^{-3}$
ОЛ 18/23-4	6,45	0,1	0,645	2,55	2,67	0,25	$9,7 \cdot 10^{-3}$
ОЛ 18/23-5	6,45	0,125	0,81	2,55	2,87	0,32	$1,4 \cdot 10^{-2}$
ОЛ 20/25-5	7,1	0,125	0,89	3,14	3,02	0,39	$1,6 \cdot 10^{-2}$
ОЛ 20/25-6,5	7,1	0,162	1,15	3,14	3,32	0,51	$2,5 \cdot 10^{-2}$
ОЛ 20/28-5	7,55	0,2	1,51	3,14	3,30	0,63	$3,8 \cdot 10^{-2}$
ОЛ 20/28-6,5	7,55	0,26	1,97	3,4	3,63	0,81	$5,8 \cdot 10^{-2}$
ОЛ 22/30-5	8,2	0,2	1,64	3,82	3,44	0,765	$4,4 \cdot 10^{-2}$
ОЛ 22/30-6,5	8,2	0,26	2,14	3,82	3,74	0,99	$6,9 \cdot 10^{-2}$
ОЛ 25/35-5	9,42	0,25	2,36	4,9	3,87	1,23	$7,9 \cdot 10^{-2}$
ОЛ 25/35-6,5	9,42	0,325	3,06	4,9	4,17	1,6	0,124
ОЛ 25/40-5	10,2	0,375	3,82	4,9	4,30	1,84	0,16
ОЛ 25/40-6,5	10,2	0,49	5,00	4,9	4,63	2,4	0,25
ОЛ 28/40-8	10,7	0,48	5,13	6,1	4,88	2,95	0,29
ОЛ 28/40-10	10,7	0,6	6,41	6,1	5,28	3,7	0,42
ОЛ 32/45-8	12,1	0,52	6,30	8,0	5,28	4,15	0,41
ОЛ 32/45-10	12,1	0,65	7,86	8,0	5,68	5,2	0,60
ОЛ 32/50-8	12,9	0,72	9,3	8,0	5,70	5,7	0,72
ОЛ 32/50-10	12,9	0,9	11,6	8,0	6,10	7,1	1,05
ОЛ 36/56-8	14,4	0,8	11,5	10,2	6,20	8,2	1,06
ОЛ 36/56-10	14,4	1,0	14,4	10,2	6,60	10,2	1,54
ОЛ 40/56-12,5	15	1,0	15,0	12,5	7,10	12,5	1,76
ОЛ 40/56-16	15	1,28	19,2	12,5	7,80	16	2,63
ОЛ 40/64-12,5	16,3	1,5	24,5	12,5	7,78	18,9	3,65
ОЛ 40/64-16	16,3	1,92	31,3	12,5	8,48	24,2	5,5
ОЛ 45/70-16	18	2,0	36,0	16,1	8,95	32	7,1
ОЛ 50/70-20	18,8	2,0	37,6	19,6	9,8	39,3	8,0
ОЛ 50/70-25	18,8	2,5	47,0	19,6	10,8	49	11,3
ОЛ 50/80-20	20,4	3,0	61,2	19,6	10,6	58,8	16,7
ОЛ 50/80-25	20,4	3,75	76,5	19,6	11,6	73,5	23,8
ОЛ 56/90-20	22,8	3,4	77,5	24,5	11,6	84	24,6
ОЛ 56/90-25	22,8	4,25	97	24,5	12,6	105	35,5
ОЛ 64/100-20	25,6	3,6	92	32,2	12,2	116	34,4
ОЛ 64/100-25	25,6	4,5	115	32,2	13,2	145	49
ОЛ 64/100-32	25,6	5,75	147	32,2	14,6	185	73
ОЛ 70/110-32	28,2	6,4	181	38,5	15,4	247	103

Тип магнитного провода $D_B/D_H - \text{в, мм}$	$l, \text{см}$	$S_0, \text{см}^2$	$V_0, \text{см}^3$	$Q, \text{см}^3$	$l_m, \text{см}$	$QS_0, \text{см}^4$	$\frac{QS_0^2}{l_m} \text{см}^5$
ОЛ 70/110-40	28,2	8,0	226	38,5	17,2	308	143
ОЛ 80/128-32	32	7,7	246	50,2	17,0	386	175
ОЛ 80/128-40	32	9,6	307	50,2	18,6	483	250
ОЛ 90/140-40	36,4	10	364	63,7	19,5	635	326
О 1100/160-32	41	9,6	393	78,5	19,6	755	370
ОЛ 100/160-40	41,0	12	492	78,5	21,2	945	535
ОЛ 18/23-2,5	6,45	0,062	0,4	2,56	2,37	0,159	—
ОЛ 20/25-2,5	7,05	0,062	0,44	3,14	2,52	0,196	—
ОЛ 20/28-2,5	7,05	0,1	0,71	3,14	2,80	0,314	—
ОЛ 22/30-2,5	8,16	0,1	0,82	3,82	2,94	0,382	—
ОЛ 25/35-2,5	9,45	0,125	1,18	4,9	3,37	0,615	—

Примечание. Значения S_0 , $V_0 = S_0 l$ и других величин приведены без учета коэффициента заполнения сердечника. Действительное значение площади поперечного сечения сердечника $S = \eta_c S_0$.

Отметим, что оптимальные отношения D_H/D_B и b/D_B не являются критическими величинами и относительно большие отклонения от приведенных в табл. 2 значений не вызывают существенного ухудшения качества магнитного усилителя. Иногда оказывается необходимым отклониться от приведенных в табл. 2 значений по технологическим причинам, например с целью обеспечения возможности машинной намотки всех обмоток на имеющиеся оборудование. Ввиду противоречивых требований, предъявляемых к усилителю, часто приходится принимать компромиссное решение при выборе отношений размеров сердечников.

В табл. 3 приведены основные размеры сердечников типа ОЛ для магнитных усилителей (магнитопроводы О-образные ленточные тороидальные) в соответствии с междуведомственной нормалью, разработанной с учетом указанных выше требований к тороидальным сердечникам для магнитных усилителей. В этой таблице наряду с основными размерами сердечника D_H , D_B и b , входящими непосредственно в его наименование, приведен ряд производных параметров, используемых при расчете и проектировании магнитных усилителей. К ним относятся прежде всего длина средней магнитной силовой линии (т. е. средняя длина сердечника) l , площадь поперечного сечения магнитопровода S_0 без учета коэффициента заполнения, объем магнитопровода $V_0 = S_0 l$ без учета коэффициента заполнения, площадь окна Q , средняя длина витка обмотки, намотанной на одном сердечнике в каркасе и занимающей 50% окна l_m .

Активное сечение и активный объем сердечника равны соответственно:

$$S = \eta_c S_0 \text{ и } V = \eta_c V_0, \quad (16)$$

где η_c — коэффициент заполнения сердечника, который зависит от толщины ленты d , толщины междувитковой изоляции и плотности

намотки сердечника. В среднем η_c принимает значения, приведенные в табл. 4.

Таблица 4

**Средние значения коэффициента
заполнения ленточных сердечников**

Толщина ленты <i>d, мм</i>	0,02	0,05	0,1	0,2	0,3
η_c	0,70	0,80	0,85	0,90	0,94

Вес (масса) сердечника определяется формулой

$$P = \gamma V = \gamma \eta_c V_0,$$

где γ — плотность материала сердечника (см. табл. 1).

Последние пять сердечников в табл. 3, имеющих высоту $b = 2,5$ мм, предназначены для применения в магнитных модуляторах и реверсивных суммирующих магнитных усилителях, у которых управляющие (входные) обмотки охватывают четыре сердечника.

Следует отметить, что толщина ленты для тороидальных сердечников определяется не только частотой источника питания в соответствии с формулой (8), но также тем, что вследствие технологических трудностей намотки сердечников малого диаметра на относительно толстой ленте рекомендуется выбрать

$$d \leq 0,008 D_{\text{в}}. \quad (17)$$

Несмотря на то, что тороидальные сердечники обеспечивают максимальное использование высоких магнитных свойств, присущих холоднокатаной текстурованной стали и железоникелевым сплавам, часто приходится отказываться от таких сердечников с целью ускорения и удешевления обмоточных работ и изготовления сердечников. В таких случаях с целью существенного уменьшения влияния воздушных зазоров рекомендуется набирать сердечники внахлестку из пластин, изображенных на рис. 15, где пунктиром показано расположение пластин, смежных с пластинами, изображенными сплошными линиями. П-образная вырубка на рис. 15,а может быть использована для всех изотропных магнитных материалов, для магнитных материалов, имеющих повышенные магнитные свойства или прямоугольную петлю гистерезиса в двух взаимно перпендикулярных направлениях в плоскости листа (например, сплавы 47НП и 50НП), и для материалов, получающих прямоугольную петлю гистерезиса в результате отжига в магнитном поле (сплавы 65НП и 34НҚМП). Если выбрать ширину ярма B_3 вдвое больше ширины стержня B_1 , то можно практически устранить вредное влияние воздушных зазоров и сгущения магнитного потока в отдельных пластинках, имеющего место в обычных стержневых сердечниках, используемых для трансформаторов [Л. 1].

Вырубка на рис. 15,а с $B_3 = 2B_1$ не может быть рекомендована для холоднокатаной текстурованной железокремнистой стали, так

как последняя имеет в плоскости листа повышенные магнитные свойства только в одном направлении, совпадающем с направлением проката. Для этого материала могут быть рекомендованы конструкции вырубок и сердечников, показанные на рис. 15,б, где направление проката показано стрелками.

Замена П-образной вырубки рис. 15,а на такую же по форме вырубку, но состоящую из трех отдельных пластинок, в каждой из которых поток совпадает с направлением проката, позволяет создать наборные сердечники из гекстурованной железоникремистой стали, весьма мало уступающие по своим свойствам ленточным (витым) тороидам из этой же стали.

В табл. 5 приведены основные геометрические размеры пластин с косым срезом для магнитных усилителей согласно нормали, разработанной ВНИИЭМ. Для каждого размера пластин рекомендуются три значения высоты набора сердечника h , для которых в табл. 5 приведены некоторые производные параметры сердечников, используемых в практических расчетах. Значения S_0 , V_0 и QS_0 вычислены без учета коэффициента заполнения, т. е. для $\eta_c = 1$.

Активные сечения и объем вычисляются по формулам (16). Средняя длина витка l_m вычислена в предположении, что на каждом стержне сердечника имеется одна обмотка, занимающая половину окна. Наряду с рекомендуемыми в табл. 5 значениями высоты набора сердечников допускается в случае необходимости применение еще четырех промежуточных значений h для каждого размера пластин:

Недостатком магнитопроводов из пластин с косым срезом по сравнению с магнитопроводами из П-образных пластин является усложнение технологии сборки и крепления сердечников, особенно при необходимости создания ударо- и вибростойкой конструкции усилителей. Поэтому указанная норма допускает также применение П-образных пластин (рис. 15,а) из холоднокатаной стали для сердечников магнитных усилителей. При этом стержни пластин должны быть направлены вдоль направления проката, а для уменьшения ухудшения магнитных характеристик сердечников, обусловленного тем, что в ядре магнитный поток направлен перпендикулярно направлению проката, ширина ядра берется примерно в 2,6 раза больше ширины стержня B_1 . Основные размеры подобных П-образных пластин и рекомендуемых на их основе сердечников приведены в табл. 6.

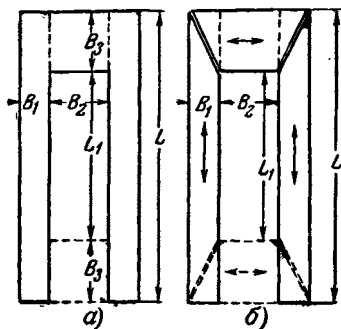


Рис. 15. Штампованные пластины для сердечников магнитных усилителей.

8. ФЕРРИТЫ

Оксидные ферромагнетики, называемые ферритами, представляют собой неметаллические соединения, изготавливаемые из смеси окислов железа, цинка, никеля, марганца, меди и других металлов. Соответствующие окислы после предварительного размельчения смеси-

Основные параметры сердечников из пластин холоднокатаной стали с косым срезом

Тип магнитопровода	Размеры пластин, мм				Параметры сердечников							
	B_1	B_2	L_1	L	h , мм	l , см	S_0 , см ²	V_0 , см ³	Q , см ²	l_M , с	QS_0 , см ⁴	$\frac{QS_0^2}{l_M}$, см ⁵
МК 20×20 МК 20×28 МК 20×40	20	26	110	190	20 28 40	37,5	4,00 5,60 8,00	150 210 300	28,6	13,2 14,8 17,2	114 160 228	34,6 60,5 106
МК 25×25 МК 25×36 МК 25×50	25	31	125	225	25 36 50	44,1	6,25 9,00 12,50	275 396 550	38,75	16,2 18,4 22,2	242 350 484	93 171 272
МК 32×32 МК 32×45 МК 32×64	32	38	160	288	32 45 64	56,1	10,24 14,40 20,48	575 810 1 150	60,8	20,4 23,0 26,8	620 880 1 240	310 550 950
МК 40×40 МК 40×56 МК 40×80	40	46	200	360	40 56 80	69,7	16,00 22,40 32,00	1 110 1 560 2 230	92,0	25,2 28,4 33,2	1 470 2 060 2 940	930 1 650 2 830

Примечание. S_0 и V_0 —площадь поперечного сечения и объем сердечника при коэффициенте заполнения $\eta_c = 1$.

Таблица 6

Основные параметры сердечников из П-образных пластин холоднокатаной стали

Тип магнитопровода	Размеры пластины, мм				Параметры сердечников							
	B_1	B_2	L_1	L_2	h , мм	l , см	S_0 , см ²	V_0 , см ³	Q , см ²	l_m , см	QS_0 , см ⁴	$\frac{QS_0}{l_m}$, см ³
МП 9×9	9	15	60	107	9	20,7	0,81	16,8	9,0	6,8	7,3	0,87
МП 9×12,5					12,5		1,13	23,4		7,3	10,2	1,58
МП 9×18					18		1,62	33,6		8,4	14,6	2,82
МП 12×12	12	18	73	135	12	25,8	1,44	37,2	13,14	8,4	19,0	3,26
МП 12×17					17		2,04	52,5		9,4	26,8	5,8
МП 12×24					24		2,88	74,2		10,8	38,0	10,1
МП 15×15	15	21	84	160	15	30,3	2,25	68,3	17,64	10,2	39,7	8,7
МП 15×21					21		3,15	95,5		11,4	55,5	15,3
МП 15×30					30		4,50	137		13,2	79,3	27,0
МП 20×20	20	26	110	214	20	39,9	4,00	160	28,6	13,2	114	33,6
МП 20×28					28		5,60	224		14,8	160	60,5
МП 20×40					40		8,00	320		17,2	228	106
МП 25×25	25	31	125	255	25	47,1	6,25	294	38,75	16,2	242	93
МП 25×36					36		9,0	424		18,4	350	171
МП 25×50					50		12,5	588		22,2	484	272
МП 32×32	32	38	160	326	32	59,9	10,2	610	60,8	20,4	620	303
МП 32×45					45		14,4	860		23,0	880	550
МП 32×64					64		20,5	1 220		26,8	1 240	950
МП 40×40	40	46	200	408	40	74,5	16,0	1 190	92	25,2	1 470	930
МП 40×56					56		22,4	1 670		28,4	2 060	1 620
МП 40×80					80		32,0	2 380		33,2	2 940	2 830

Примечание. S_0 и V_0 — площадь поперечного сечения и объем сердечника при коэффициенте заполнения $\eta_c = 1$.

ваются в определенной пропорции. Из полученной смеси окислов прессуются сердечники, которые затем обжигаются при температуре 1100—1400° С. В зависимости от состава смеси, размеров частиц и технологии изготовления сердечников можно получить различные магнитные и физико-механические свойства.

Готовые сердечники имеют высокую твердость и гладкую, блестящую поверхность и не нуждаются в дальнейшей механической или термической обработке. В отличие от пермалловых сердечников ферритовые сердечники относительно малочувствительны к механическим воздействиям, и поэтому обмотки обычно могут быть нанесены непосредственно на сердечники без защитных каркасов. Исключения составляют магнитные модуляторы, предназначенные для усиления весьма слабых сигналов. Их сердечники рекомендуется поместить в каркасы для устранения влияния магнитострикции.

Удельное сопротивление ферритов в миллионы раз больше, чем у металлических ферромагнитных материалов, что и делает ферриты особенно пригодными для работы на высоких частотах, так как потери от вихревых токов для них составляют небольшую величину.

Существенное достоинство ферритовых сердечников заключается в том, что их изготовление значительно проще и дешевле, чем изготовление ленточных сердечников для магнитных усилителей, работающих на высоких частотах. В табл. 7 указаны магнитные свойства некоторых отечественных ферритов и их предельная рабочая температура, выше которой наступает резкое ухудшение магнитных свойств.

Существенным недостатком ферритов является значительная зависимость их магнитных свойств от температуры, что обусловлено низкой точкой Кюри.

Таблица 7

Свойства некоторых ферритов

Наименование материала	μ_n	μ_{max}	H_c , а/м	B_s , тл	ρ , ом·м	Предельная рабочая температура, °С
Оксифер-2000	1 800—2 400	6 000—10 000	8	0,25	10	70
Оксифер-1000	800—1 200	3 000—3 500	20	0,32	$2 \cdot 10^2$	110
Оксифер-600	550—600	1 200—1 400	32	0,31	—	120
Оксифер-500	500—550	1 000—1 200	40	0,28	—	120
Оксифер-400	360—440	750—850	64	0,28	$5 \cdot 10^2$	120
Оксифер-200	180—220	280—330	120	0,18	—	120
НЦ-2500	2 500	8 000	8	0,24	—	60
НЦ-1000	1 000	3 800	24	0,26	—	100
НЦ-500	500	1 100	40	0,27	—	110
НЦ-250	250	500	80	0,30	—	110
Оксифер М-6000	6 000	9 000	8	0,47	—	120
Оксифер М-4000	4 000	7 000	8	0,45	—	120
Оксифер М-3000	3 000	6 000	12	0,35	—	120
Оксифер М-2000	2 000	5 000	15	0,50	—	180
Оксифер М-1000	1 000	2 000	28	0,37	—	180

В табл. 7 буквой М обозначены марганец-цинковые ферриты. Остальные ферриты в этой таблице являются никель-цинковыми. Достоинствами марганец-цинковых ферритов по сравнению с никель-цинковыми являются более высокие значения предельной рабочей температуры и индукции насыщения, а также меньшие потери в переменных полях.

Сердечники из оксифера-2000, НЦ-2500, оксифера М-6000, М-4000, М-3000 и М-2000 могут быть рекомендованы для магнитных усилителей, несущая частота которых не превышает 100—300 кГц. При более высоких частотах следует переходить на окисные ферромагнетики, имеющие более низкие значения магнитной проницаемости. Последние более стабильны в отношении изменения температуры, что позволяет в большей степени использовать резонансные схемы, которые могут в значительной мере компенсировать ухудшение статических магнитных характеристик сердечников. При применении резонансных схем следует учесть, что изменение проницаемости ферритов в течение 1 года может достигать $\pm 0,5 \div 1\%$.

Наряду с указанными выше ферритами выпускаются также многочисленные ферриты с прямоугольной петлей гистерезиса. Такие ферриты представляют значительный интерес для магнитных усилителей, особенно с точки зрения создания высокочастотных малогабаритных усилителей и усилителей с импульсным питанием, предназначенных для работы, в частности, в дискретных устройствах автоматики, телемеханики, вычислительной техники и связи.

В табл. 8 приведены размеры некоторых типов тороидальных сердечников, выпускаемых промышленностью из указанных в табл. 7 марок оксиферов (обозначения такие же, как и в табл. 3).

Таблица 8

Размеры тороидальных ферритовых сердечников

$D_{в},$ мм	$D_{н},$ мм	$b,$ мм	$l,$ см	$S,$ см ²	$V,$ см ³	$Q,$ см ²	$l_{м},$ см	$QS,$ см ⁴
7	4	2	1,73	0,03	0,052	0,126	1,1	0,0038
13	5	5	2,82	0,20	0,56	0,196	2,3	0,039
18	8	5	4,1	0,25	1,03	0,50	2,8	0,125
21	11	5	5,0	0,25	1,25	0,95	3,2	0,238
32	18	6	7,9	0,42	3,34	2,55	4,4	1,07
39	25	7	10,1	0,49	4,95	4,9	5,3	2,4
46	29	8	11,8	0,68	8,0	6,6	6,2	4,5
58	34	12	14,5	1,44	20,8	9,1	8,2	13,1
67	42	14	17,1	1,75	29,9	13,8	9,5	24,2

В табл. 9 приведены статические магнитные свойства некоторых отечественных ферритов с прямоугольной петлей гистерезиса. Значения H_c , B_m и B_r/B_m для первых трех ферритов в табл. 9 соответствуют напряженности поля $H_m=800$ а/м, а для остальных — $H_m=5 H_c$.

Выбор между металлическими и ферритовыми сердечниками для магнитных усилителей и модуляторов зависит от совокупности технико-экономических требований, предъявляемых к усилителю или мо-

**Свойства некоторых ферритов с прямоугольной
петлей гистерезиса**

Наименование феррита	H_c , а/м	B_m , тл	$\frac{B_r}{B_m}$	Предельная рабочая тем- пература, °C	Точка Кюри, °C
ПП-1	54	0,26	0,9	80	—
ПП-5	70	0,24	0,91	100	—
ПП-24	30	0,29	0,89	60	—
ВТ-1	100	0,25	0,92	—	285
ВТ-2	65	0,27	0,94	—	275
ВТ-4	160	0,27	0,93	—	295
ВТ-5	14	0,20	0,93	—	—
К-28	120	0,28	0,93	—	290
К-272	28	0,17	0,94	—	—
К-432	18	0,18	0,93	—	—

дулятору. Вследствие более высоких магнитных свойств и их температурной стабильности в промышленном диапазоне частот, как правило, используются металлические сердечники. Такие сердечники, изготовляемые из тончайшей ленты, по тем же причинам применяются даже при частотах источника питания, достигающих 1—5 Мгц. Однако в области высоких частот (начиная примерно с 5—20 кгц) более широкое применение находят ферритовые сердечники. Для магнитных модуляторов применение ферритовых сердечников становится целесообразным при более низкой частоте, отчасти вследствие низкого уровня магнитных шумов у ферритов. Изготовление же модуляторов с взаимно перпендикулярными полями, даже при частоте питания 50 гц, возможно только при применении ферритовых сердечников (см. § 22).

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ БЕЗ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

9. ДВА ТИПА ОДНОТАКТНЫХ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

В настоящей главе ограничимся рассмотрением лишь простейших одноктактных магнитных усилителей, работающих без обратной связи. В зависимости от способа включения нагрузки такие усилители могут быть разделены на две группы. Усилители первой группы характеризуются тем, что нагрузка R_n включается последовательно с обмотками переменного тока (рабочими обмотками) w_p , т. е. последовательно с управляемой «индуктивностью» в цепи питания. При этом нагрузка может быть включена через выпрямитель-демодулятор (рис. 16,а) или же на переменном токе несущей частоты, т. е. без выпрямителя (рис. 16,б, в, и г).

В схеме рис. 16,а обмотки переменного тока w_p включены последовательно, а в схеме рис. 16,б — параллельно. В схеме рис. 16,в два сердечника заменены одним трехстержневым, а в схеме

рис. 16,2 — одним четырехстержневым. Общим для всех приведенных схем является то, что обмотки переменного тока ω_p соединяются таким образом, чтобы э. д. с. с частотой источника питания не наводилась в цепи управления, образуемой обмотками управления ω_y . В схеме рис. 16,а это достигается тем, что основной переменный магнитный поток, обусловленный переменным напряжением, приложенным к зажимам обмоток ω_p , протекает лишь по крайним стержням и в ярме сердечника и не проникает в средний стержень, на котором расположена обмотка ω_y . В схеме рис. 16,б переменные магнитные потоки, протекающие в двух средних стержнях, равны по величине и противоположны по направлению. Поэтому результирующая э. д. с., индуцируемая в каждом витке обмотки управления ω_y , равна нулю при отсутствии сигнала на входе усилителя. Трехстержневые и четырехстержневые сердечники в настоящее время редко применяются и то лишь для мощных магнитных усилителей, начиная примерно со 100 вт и выше.

В магнитных усилителях второй группы нагрузка R_n включается параллельно обмоткам ω_p (рис. 17,а). Если в усилителях первой группы напряжение источника питания поддерживается неизменным, то в усилителях второй группы величина переменного тока питания I_1 поддерживается неизменной, например путем включения большого постоянного сопротивления R_0 последовательно с обмотками ω_p . С увеличением сигнала на входе усилителя по схеме рис. 17,а индуктивность обмоток ω_p уменьшается, вследствие чего снижается и падение напряжения на этих обмотках, которое примерно равно $I_1 \omega L$. Это напряжение равно напряжению на нагрузке, т. е. $U_n \approx I_1 \omega L$.

Иногда магнитные усилители второй группы используются одновременно и в качестве трансформаторов. Падение напряжения на обмотках ω_p трансформируется в другие обмотки ω_2 , к зажимам которых подключается нагрузка R_n (рис. 17,б). Это позволяет изолировать цепь нагрузки от цепи питания и получить практически любое напряжение на выходе усилителя независимо от напряжения источника питания. Магнитные усилители, выполненные по схемам

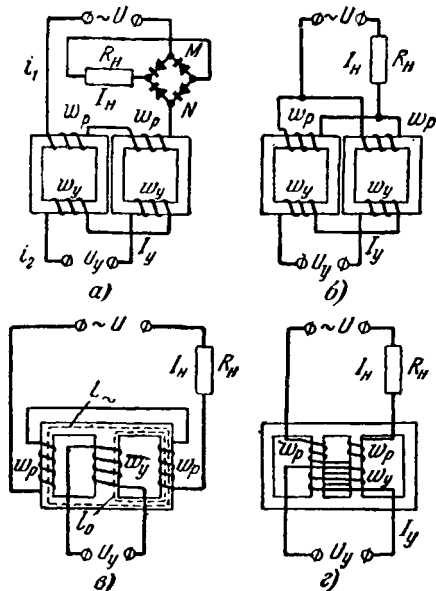


Рис. 16. Магнитные усилители, образуемые путем последовательного включения управляемой индуктивности и нагрузки.

рис. 16, обычно называют одноктактными дроссельными, а по схеме рис. 17,б — одноктактными трансформаторными усилителями.

На рис. 18,а показаны зависимости тока нагрузки I_n от тока управления I_y для схем первой группы, изображенных на рис. 16, а на рис. 18,б — для схем второй группы, приведенных на рис. 17.

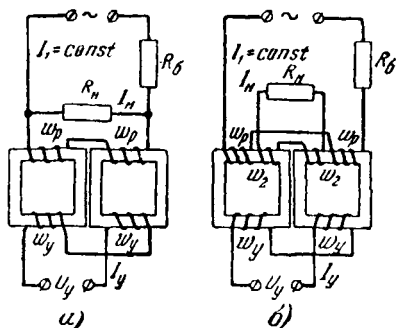


Рис. 17. Магнитные усилители, образуемые путем параллельного включения управляемой индуктивности и нагрузки.

с параллельной нагрузкой. Однако часто удается преодолеть этот недостаток путем последовательного включения двух или более одноктактных усилителей. Примерами такого включения являются реверсивный трансформаторный усилитель, который будет рассмотрен в гл. 4, и нереверсивные усилители, представляющие собой последовательное соединение дроссельного и автотрансформаторного или двух автотрансформаторных усилителей по схемам а и б на рис. 19, предложенным В. Г. Комаром [Л. 14]. Эти схемы применяются в тех случаях, когда требуется изменять напряжение нагрузки в небольших пределах, как это имеет место, например, в выходных каскадах стабилизаторов напряжения. В схеме рис. 19,б выходное напряжение равно сумме напряжений на выходе повышающего автотрансформатора АТ-1 и понижающего автотрансформатора АТ-2. Сигналы, поступающие в обмотки управления автотрансформаторов, вызывают перераспределение напряжения сети между их первичными обмотками, что сопровождается изменением величины выходного напряжения. Схема рис. 19,а отличается от схемы рис. 19,б лишь тем, что один из автотрансформаторов заменен дроссельным магнитным усилителем ДН-1. Приведенные схемы обеспечивают высокий к. п. д. при малых габаритах. В качестве примера можно указать на стабилизатор напряжения на мощность 500 ква, выходной каскад которого выполнен по схеме рис. 19,а. Этот стабилизатор, разработанный в НИКФИ, обеспечивает постоянство выходного напряжения с точностью 1% при изменении нагрузки от 0 до 100% и при колебаниях напряжения сети $\pm 10\%$. При этом к. п. д. стабилизатора достигает 98%, а коэффициент мощности 0,96.

Интересным развитием одноктактных трансформаторных магнитных усилителей являются трансформаторные усилители с подмагни-

чиванием шунта, предложенные А. М. Бамдасом и В. А. Сомовым [Л. 13]. В общем виде трансформаторный усилитель с подмагничиванием шунта представляет собой многостержневой сердечник с первичной обмоткой ω_1 на центральном стержне I (рис. 19, в). Крайние стержни расщеплены на две части II_1, II_2 и III_1, III_2 , что позволяет

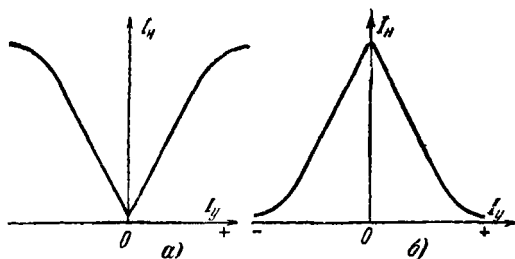


Рис. 18. Характеристики вход—выход одноктактных магнитных усилителей.

а — по схемам рис. 16; б — по схемам рис. 17.

устранить наводку переменного тока основной частоты в обмотках управления, помещенных на этих стержнях. Выходное напряжение усилителя пропорционально разности переменных магнитных потоков в центральном стержне I и крайних стержнях III, охватываемых выходной обмоткой ω_2 . Изменяя сигналы постоянного тока,

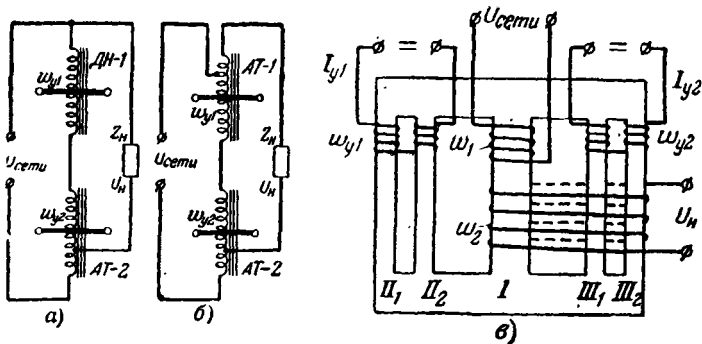


Рис. 19. Автотрансформаторные и трансформаторные магнитные усилители.

поступающие в обмотки управления ω_{y1} и ω_{y2} , можно управлять величиной переменного магнитного потока, поступающего в стержни III, и тем самым в широких пределах изменять величину выходного напряжения U_n усилителя. При небольшом диапазоне изменения выходного напряжения можно ограничиваться лишь одной обмоткой управления. В этом случае две половины стержня, обмотки управления которого упраздняются, могут быть объединены. Применение трансформаторных усилителей с регулируемыми шунтами

иногда позволяет существенно уменьшить габаритные размеры и вес усилителя [Л. 5].

В заключение отметим, что в технической литературе приняты различные способы изображения схемы магнитного усилителя, наиболее распространенные из которых показаны на рис. 20 применительно к одному и тому же усилителю. Изображение сердечников

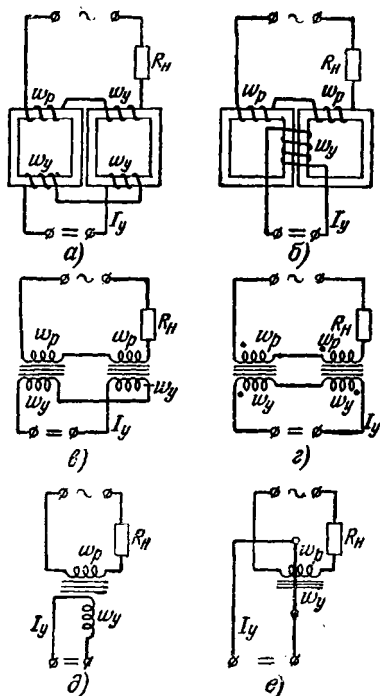


Рис. 20. Графические изображения схемы магнитного усилителя.

согласно рис. 20,а и б позволяет подчеркнуть принципиальные особенности сердечника, что особенно важно при применении многостержневых сердечников (рис. 16 и 19,з). В случае неразветвленных магнитопроводов проще изобразить сердечники согласно рис. 20,в и г. При этом схема рис. 20,в является точным эквивалентом схемы рис. 20,а. Прямоугольная форма сердечников, принятая в некоторых схемах (рис. 20,а и б), конечно, не означает, что в усилителе применяются сердечники именно такой формы, точно так же как относительное расположение обмоток в схеме магнитного усилителя может не соответствовать действительному расположению обмоток на сердечниках усилителя. Например, в схемах магнитных усилителей часто изображают отдельные для каждого сердечника обмотки управления w_y , соединяемые последовательно (рис. 20,а, в и г), что целесообразно с точки зрения наглядности. Однако в действительности в усилителе такие обмотки могут быть заменены одной общей обмоткой управления, охватывающей оба сердечника (рис. 20,б), что может оказаться целесообразным ввиду достигаемого уменьшения габаритов и веса усилителя, расхода меди и потерь в обмотке управления. Аналогичным образом имеющиеся в некоторых схемах общие для двух сердечников обмотки управления могут в действительном усилителе соответствовать отдельным для каждого сердечника обмоткам, которые соединяются последовательно.

В схеме рис. 20,в предполагается, что начала всех обмоток расположены слева, а концы — справа. Часто для упрощения графического изображения схемы усилителя вводят условное обозначение начал обмоток точкой, как показано на рис. 20,г, что позволяет произвольно расположить начала и концы обмоток. На рис. 20,д и е показаны другие способы изображения магнитного усилителя, при-

меняемые главным образом когда усилитель является частью какой-либо сложной электрической схемы и когда «тонкая структура» схемы собственно усилителя не представляет интереса. Взаимно перпендикулярное расположение обмоток w_r и w_u в этих схемах подчеркивает отсутствие непосредственной трансформаторной связи между ними.

В дальнейшем мы будем, как правило, пользоваться способами изображения магнитного усилителя, показанными схемами рис. 20, а, б и в.

10. ИДЕАЛЬНЫЕ МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ С МАЛЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ В ЦЕПИ УПРАВЛЕНИЯ (РЕЖИМ СВОБОДНОГО НАМАГНИЧИВАНИЯ)

Под идеальными магнитными усилителями будем понимать такие магнитные усилители, которые состоят из идеальных сердечников и выпрямителей. Идеальные сердечники отличаются отсутствием потерь и рассеяния магнитного потока и имеют идеальную кривую намагничивания, изображенную на рис. 4,б. Из магнитных характеристик, приведенных в § 6, видно, что основная и средняя кривые намагничивания ряда магнитных сплавов близки к идеальной кривой намагничивания (рис. 4,б). Идеальные выпрямители состоят из вентилях, сопротивление которых в прямом (т. е. проводящем) направлении равно нулю, а в обратном (непроводящем) — бесконечности. В первом приближении пренебрегаем активным сопротивлением обмоток переменного тока w_r усилителя.

Рассмотрим сначала магнитный усилитель, осуществленный по схеме рис. 16,а. Форма кривой тока на выходе этого усилителя существенно зависит от величины сопротивления R_y цепи управления. Различают два предельных режима работы: 1) режим свободного намагничивания, который имеет место, когда сопротивление R_y настолько мало, что оно практически не может повлиять на величину переменного тока, трансформируемого из цепи нагрузки в цепь управления, и 2) режим вынужденного намагничивания, характеризуемого тем, что в цепи управления схемы рис. 16,а включается такое большое активное или индуктивное сопротивление, которое исключает возможность трансформации тока из цепи нагрузки в цепь управления.

В настоящем параграфе рассмотрим режим свободного намагничивания, характеризуемый тем, что

$$R_y \ll \frac{\omega_y^2}{\omega_p^2} R_n, \quad (18)$$

где R_n — сопротивление нагрузки. Выберем в схеме рис. 16,а амплитудное значение напряжения источника питания, изменяющегося по синусоидальному закону $u = U_m \sin \omega t$, равным

$$U_m = 2\omega \omega_p S B_s. \quad (19)$$

Тогда при отсутствии сигнала на входе усилителя ни в одном из сердечников индукция не принимает значений, превышающих индукцию насыщения B_s .

Вследствие этого напряженность поля в каждом из сердечников в течение всего периода изменения приложенного напряжения равна нулю, а индуктивность обмоток ω_p равна бесконечности. Поэтому ток не протекает через обмотки ω_p и нагрузку R_n , а все напряжение источника питания оказывается приложенным к обмоткам ω_p . На рис. 21,а показано изменение напряжения источника питания во времени, а на рис. 21,б — изменение магнитной индукции в первом (B_1) и втором (B_2) сердечниках. При отсутствии сигнала на входе усилителя ($I_y=0$) имеем для индукции в первом и втором сердечниках:

$$B_1 = B_2 = -B_s \cos \omega t, \quad (20)$$

т. е., как было установлено в § 2 [см. формулу (3) и рис. 5], индукция в своем изменении отстает от напряжения источника питания на угол 90° ($\pi/2$).

Допустим теперь, что в обмотку ω_y подается сигнал постоянного тока I_y , создающий в первом сердечнике «положительное», а во втором — «отрицательное» магнитное поле. Тогда изменение магнитной индукции в первом сердечнике при $t=0$ начнется не со значения $-B_s$, а с более положительного значения $B_{10} = -B_s + B_0$. Изменение индукции в этом сердечнике определяется теперь формулой (3), которая, учитывая выражение (19) для U_m , а также то, что питающее напряжение приложено к последовательно включенным обмоткам ω_p двух сердечников, может быть записана в следующем виде:

$$B_1 = B_0 - B_s \cos \omega t. \quad (21)$$

Изменение магнитной индукции во втором сердечнике по-прежнему начинается со значения $-B_s$ и определяется формулой (20). Кривые изменения индукции при наличии сигнала показаны на рис. 21,в.

При некотором значении $\omega t = \alpha_1$ индукция B_1 в первом сердечнике достигает значения индукции насыщения B_s и сердечник насыщается. Значение $\omega t = \alpha_1$, при котором это происходит, называется «углом насыщения» магнитного усилителя. Если в формуле (21) принять $B_1 = B_s$ и $\omega t = \alpha_1$, то косинус угла насыщения

$$\cos \alpha_1 = \frac{B_0 - B_s}{B_s}. \quad (22)$$

Отметим, что B_0 может принимать значения, лежащие в пределах от 0 до $2B_s$.

Как только первый сердечник насыщается, индуктивность его обмоток ω_p и ω_y падает до ничтожной величины, и ею можно пренебречь. Тогда напряжение источника питания окажется приложенным к обмотке ω_p второго сердечника, который ненасыщен. Но теперь э. д. с., индуцируемая в обмотке ω_y второго сердечника, не компенсируется э. д. с. в обмотке ω_y первого сердечника, так как после насыщения этого сердечника поток в нем больше не изменяется и в его обмотках не индуцируется э. д. с. Обмотка сердечника оказывается замкнутой на очень небольшое сопротивление, равное сопротивлению обмоток ω_y и сопротивлению источника усиливаемого сигнала. Сопротивление последнего, как правило, невелико и обычно примерно равно сопротивлению обмоток ω_y . Поэтому после насыщения первого сердечника обмотка ω_y второго сердечни-

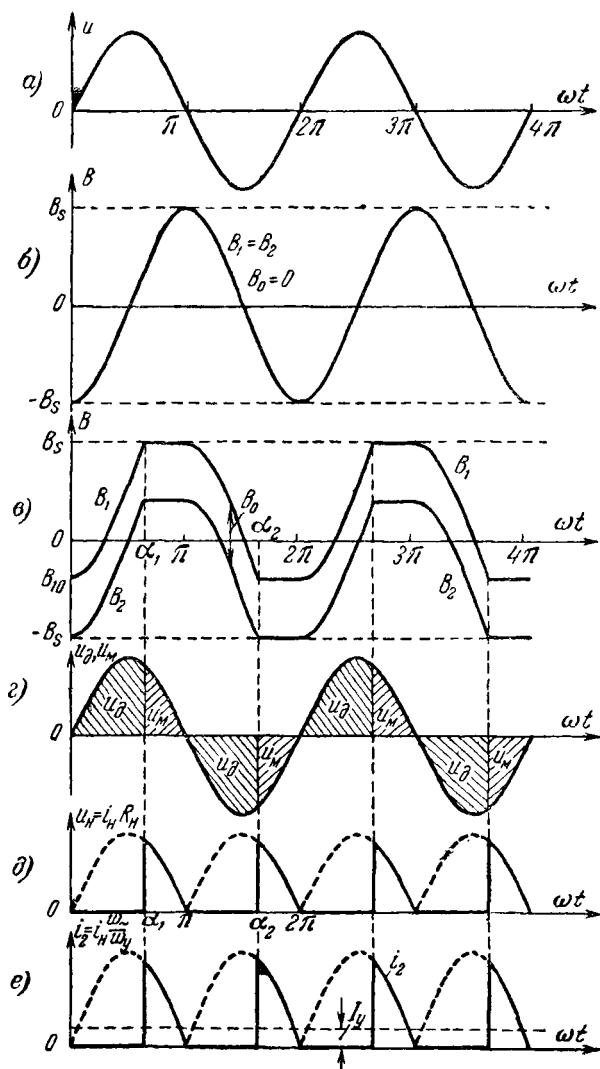


Рис. 21. Изменение во времени индукций, напряжения и токов в идеальном магнитном усилителе с малым сопротивлением в цепи управления.

ка практически оказывается замкнутой накоротко и напряжение на зажимах этой обмотки падает до нуля. В соответствии с этим до нуля падает и напряжение на зажимах обмотки w_p второго сердечника и все напряжение источника питания окажется приложенным к нагрузке. Так как напряжение на зажимах обмотки w_p второго сердечника равно нулю, то магнитная индукция в этом сердечнике B_2 не изменяется и сохраняет то значение, которое было в момент насыщения первого сердечника при $\omega t = \alpha_1$. Это значение индукции, очевидно, равно $B_s - B_0$.

Так продолжается до тех пор, пока напряжение источника питания u снова не становится равным нулю при $\omega t = \pi$. При $\omega t > \pi$ изменяется полярность напряжения u и индукция в обоих сердечниках начинает уменьшаться. Оба сердечника становятся ненасыщенными, и ток i в обмотках снова падает до нуля, а все напряжение u приложено к обмоткам w_p .

Теперь индукция в первом сердечнике изменяется в соответствии с формулой (20), а во втором сердечнике она изменяется, начиная с $\omega t = \pi$, в соответствии с формулой

$$B_2 = -B_0 - B_s \cos \omega t. \quad (23)$$

При $\omega t = \alpha_2$ B_2 становится равным $-B_s$ и второй сердечник насыщается. Напряжение на зажимах обмоток w_p снова падает до нуля, а на нагрузке оно становится равным напряжению источника питания. Подставляя в формулу (23) $B_2 = B_s$ и $\omega t = \alpha_2$, находим:

$$\cos \alpha_2 = -\frac{B_0 - B_s}{B_s} = -\cos \alpha_1 = \cos(\alpha_1 + \pi).$$

Следовательно, $\alpha_2 = \alpha_1 + \pi$.

Таким образом, сердечники насыщаются поочередно точно через полупериод.

На рис. 21,г показаны напряжение u_m на зажимах MN выпрямительного моста, равное произведению тока i в обмотках w_p на сопротивление нагрузки R_n , и напряжение u_d на зажимах обмоток w_p магнитного усилителя. Отметим, что при отсутствии выпрямителя u_m представляет собой напряжение непосредственно на нагрузке. Нетрудно видеть, что среднее значение напряжения источника питания U_{cp} равно арифметической сумме средних значений напряжения на мосту $U_{m,cp}$ и на зажимах обмоток $U_{d,cp}$:

$$U_{cp} = U_{m,cp} + U_{d,cp}.$$

На рис. 21,д показано напряжение на нагрузке $u_n = i_n R_n = |i_1| R_n$. Постоянная составляющая (т. е. среднее значение) этого напряжения равна $U_{m,cp}$ (так как мы пренебрегаем потерями в выпрямителе). Поэтому

$$U_{cp} = U_n + U_{d,cp}. \quad (24)$$

После насыщения одного из сердечников при $\omega t = \alpha_1$ или $\omega t = \alpha_2$ ток из цепи нагрузки трансформируется в цепь управления. Действительно, для того сердечника, который ненасыщен, т. е. у ко-

торого индукция меньше индукции насыщения, напряженность поля $H=0$. H создается током i_1 в обмотке w_p и током i_2 в обмотке w_y . При этом в течение первого полупериода, когда насыщается первый сердечник, для второго сердечника имеем:

$$H = \frac{i_1 w_p}{l} - \frac{i_2 w_y}{l} = 0$$

и

$$i_1 w_p = i_2 w_y. \quad (25)$$

В течение следующего полупериода, когда насыщается второй сердечник, для первого сердечника, обмотка которого w_y включена иначе, чем обмотка w_y второго сердечника (см. рис. 16,а), имеем:

$$H = \frac{1}{l} (i_1 w_p + i_2 w_y) = 0$$

и

$$i_1 w_p = -i_2 w_y. \quad (25')$$

На рис. 21,е приведена кривая изменения тока i_2 , которое происходит с удвоенной частотой по сравнению с частотой питающего напряжения.

Если формулы (25) и (25') справедливы для мгновенных значений тока в течение всего полупериода, то аналогичные равенства справедливы и для средних значений токов i_1 и i_2 , т. е. для значений этих токов, измеренных детекторными измерительными приборами:

$$I_{1cp} w_p = I_{2cp} w_y. \quad (26)$$

Ток i_2 содержит переменную и постоянную составляющие. Переменная составляющая появляется вследствие трансформации тока из цепи нагрузки. Постоянная же составляющая не может появляться вследствие трансформации. Эта составляющая, показанная на рис. 21,е пунктирной линией, обусловлена сигналом на входе усилителя и численно равна току сигнала I_y . Но постоянная составляющая тока i_2 равна среднему значению тока i_2 . Значит, $I_y = I_{2cp}$. С другой стороны, постоянная составляющая тока нагрузки равна среднему значению тока $I_n = I_{1cp}$. Поэтому, подставляя в формулу (26) вместо I_{1cp} значение I_n , а вместо I_{2cp} значение I_y , получаем следующее основное уравнение идеального магнитного усилителя, выполненного по схеме рис. 16,а;

$$I_n w_p = I_y w_y \text{ или } I_{1cp} w_p = I_y w_y. \quad (27)$$

Таким образом, для идеального магнитного усилителя, выполненного по схеме рис. 16,а, справедлива такая же формула о равенстве ампервитков первичных (w_p) и вторичных (w_y) обмоток, какая имеет место для идеального трансформатора, лежащего в основе усилителя.

На рис. 22 показаны кривые тока нагрузки при различных значениях угла насыщения α_1 , обусловленных различными значениями сигнала на входе усилителя. Среднее значение тока нагрузки связано с углом насыщения α_1 формулой

$$I_H = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha_1}^{\pi} \frac{U_m \sin \omega t}{R_H} = \frac{U_m}{\pi R_H} (1 + \cos \alpha_1). \quad (28)$$

При $I_y = 0$ $\alpha_1 = \pi$ и $I_H = 0$. Ток нагрузки достигает своего максимального значения при угле насыщения $\alpha_1 = 0$:

$$I_{H, \text{макс}} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{U_m}{R_H} = \frac{U_{\text{ср}}}{R_H} = \frac{U}{1,11 R_H}. \quad (29)$$

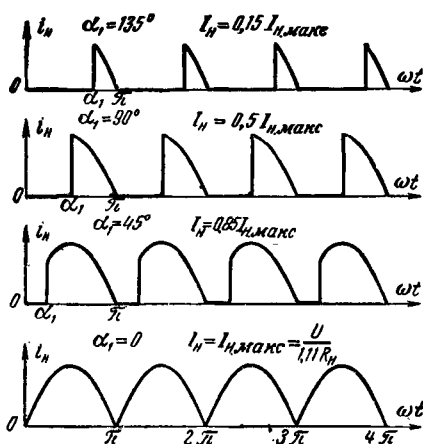


Рис. 22. Кривые тока нагрузки идеального магнитного усилителя при различных значениях угла насыщения α .

ция B_m в сердечниках при отсутствии сигнала не превышает индукции насыщения и ток нагрузки, вычисляемый по формуле (27), не превышает максимального значения, определяемого формулой (29).

До сих пор мы пренебрегали активным сопротивлением R_0 обмоток w_0 и сопротивлением выпрямителя R_B в схеме рис. 16,а. Влияние этих сопротивлений сказывается лишь в том, что несколько уменьшается величина $I_{H, \text{макс}}$, которая с учетом R_0 и R_B определяется формулой

$$I_{H, \text{макс}} = \frac{2U_m}{\pi (R_H + R_0 + R_B)} = \frac{U}{1,11 (R_H + R_0 + R_B)}. \quad (30)$$

Здесь U_m , $U_{\text{ср}}$ и U — соответственно амплитудное, среднее и действующее значения напряжения источника питания.

При $\alpha_1 = 0$ сердечники в течение всего периода переменного тока находятся в насыщенном состоянии и все напряжение источника питания оказывается приложенным к нагрузке:

$$\begin{aligned} U_{\text{п.макс}} &= I_{H, \text{макс}} R_H = \\ &= U_{\text{ср}} = \frac{2}{\pi} U_m = \frac{U}{1,11}. \end{aligned}$$

Основное уравнение идеального магнитного усилителя (27) не зависит ни от частоты f источника питания, ни от напряжения источника питания, ни от сопротивления нагрузки при условии, что амплитудное значение магнитной индукции

Из формулы (27) можно найти значения коэффициента усиления магнитного усилителя. Коэффициент усиления по току равен отношению приращения тока нагрузки к приращению тока управления:

$$K_I = \frac{\Delta I_n}{\Delta I_y} = \frac{w_y}{w_p}. \quad (31)$$

Коэффициент усиления мощности определяется как отношение мощности на выходе магнитного усилителя P_n к мощности на его входе:

$$K_p = \frac{P_n}{P_y} = \frac{\Delta I_n^2 R_n}{\Delta I_y^2 R_y} = \frac{w_y^2 R_n}{w_p^2 R_y}. \quad (32)$$

Таким образом, чем больше число витков обмоток управления при заданном сопротивлении R_y этих обмоток, тем выше коэффициент усиления мощности. При этом из формулы (32) видно, что если усилитель дает существенное усиление мощности, то $w_p^2 R_y \ll w_y^2 R_n$, т. е. наше допущение (18) о весьма малом относительном сопротивлении цепи управления оказывается справедливым.

Допустим, что в схеме рис. 16,а можно пренебречь сопротивлением обмоток и выпрямителя по сравнению с сопротивлением нагрузки. Тогда для максимальных значений токов нагрузки и управления из формул (29) и (27) имеем:

$$I_{n, \max} = \frac{U_{cp}}{R_n} \quad \text{и} \quad I_{y, \max} = I_{n, \max} \frac{w_p}{w_y} = \frac{U_{cp}}{R_n} \cdot \frac{w_p}{w_y}.$$

Максимальная мощность на выходе усилителя растет с уменьшением R_n (при $R_0 + R_B \ll R_n$):

$$P_{n, \max} = I_{n, \max}^2 R_n = \frac{U_{cp}^2}{R_n}.$$

Однако коэффициент усиления мощности согласно формуле (32) падает. При этом

$$\begin{aligned} P_{n, \max} K_p &= P_{n, \max} \frac{P_{n, \max}}{P_{y, \max}} = \\ &= \frac{U_{cp}^2 w_y^2}{R_y w_p^2} = \text{const.} \end{aligned} \quad (33)$$

Таким образом, для данного магнитного усилителя произведение максимальной мощности на коэффициент усиления мощности является постоянной величиной и не изменяется при изменении сопротивления нагрузки при условии, что $R_n \gg R_0 + R_B$.

Если усилитель работает на нагрузку переменного тока (выпрямитель на его выходе отсутствует), то наибольший интерес обычно представляет действующее значение тока нагрузки, которое равно:

$$I = K_f I_n = K_f \frac{w_y}{w_p} I_y,$$

где K_f — коэффициент формы переменного тока, являющейся переменной величиной, зависящей от величины сигнала. Зависимость $I = f(I_y)$ приводится ниже (см. рис. 25,б). Здесь отметим лишь, что при максимальной отдаче, когда ток нагрузки синусоидальный,

$$K_f = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1,11. \text{ Поэтому}$$

$$I_{\text{макс}} = 1,11 I_{\text{н.макс}} = \frac{U}{R_n + R_0} = \frac{U_m}{\sqrt{2}(R_n + R_0)}, \quad (30')$$

а соответствующий коэффициент усиления по мощности при максимальной отдаче

$$K_p = 1,11^2 \frac{\omega_y^2 R_n}{\omega_p^2 R_y} = \frac{\pi^2}{8} \cdot \frac{\omega_y^2 R_n}{\omega_p^2 R_y}. \quad (32')$$

Для нагрузки переменного тока вместо выражения (33) получим:

$$P_{\text{макс}} K_p = \frac{\pi^2 U_m^2 \omega_y^2}{16 R_y \omega_p^2} = \frac{\pi U^2 \omega_y^2}{8 R_y \omega_p^2}. \quad (33')$$

В заключение отметим, что при параллельном соединении обмоток переменного тока по схеме рис. 16,б для идеального магнитного усилителя вместо формулы (27) получаем следующее выражение:

$$I_{1cp} \omega_p = 2 I_y \omega_y.$$

Двойка в правой части этой формулы обусловлена тем, что через нагрузку протекает сумма токов i' и i'' , протекающих в обмотках ω_p соответствующих сердечников. Поскольку в схеме рис. 16,б на зажимах каждой из обмоток ω_p всегда имеется совершенно одинаковое напряжение, то э. д. с., индуцируемая в одной из обмоток ω_y , всегда компенсируется э. д. с., индуцируемой в другой обмотке ω_y , и четные гармоники тока, показанные на рис. 21,е, не протекают через обмотки ω_y . Они протекают по замкнутому контуру, образуемому параллельно соединенными обмотками ω_p . В этом и состоит основное достоинство схемы рис. 16,б с параллельным соединением обмоток ω_p .

Основным недостатком схемы рис. 16,б является то, что для переменных сигналов, подаваемых на обмотки ω_y , обмотки ω_p представляют короткозамкнутые вторичные обмотки. Поэтому параллельное соединение обмоток переменного тока может быть использовано лишь при усилении медленно изменяющихся сигналов постоянного тока.

11. ИДЕАЛЬНЫЙ МАГНИТНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ ПРИ ПОДАВЛЕНИИ ЧЕТНЫХ ГАРМОНИК ТОКА (РЕЖИМ ВЫНУЖДЕННОГО НАМАГНИЧИВАНИЯ)

Если сильно увеличивать сопротивление R_y цепи управления в схеме рис. 16,а, то можно свести до сколь угодно малой величины четные гармоники тока, наводимые в этой цепи из цепи нагрузки. Однако при этом согласно формуле (32) будет уменьшаться

коэффициент усиления, который может становиться меньше единицы, т. е. вместо усиления будет иметь место ослабление сигнала. Это связано с тем, что с повышением R_y необходимо пропорционально повышать напряжение сигнала для получения заданного тока управления I_y и заданного тока нагрузки I_n . Однако если вместо активного сопротивления включить в цепи управления достаточно большую индуктивность, то оказывается возможным подавить четные гармоники тока в этой цепи без существенного повышения ее активного сопротивления и снижения усиления мощности.

Рассмотрим свойства схемы рис. 16,а при подавлении четных гармоник тока, в цепи управления, полагая по-прежнему, что сердечники имеют идеальную кривую намагничивания, изображенную на рис. 4,б. Сначала будем также пренебрегать активным сопротивлением цепи нагрузки, принимая $R_n=0$.

При отсутствии сигнала на входе усилителя ($I_y=0$) синусоидальное напряжение источника питания (рис. 23,а) поровну распределяется между рабочими обмотками w_p обоих сердечников и индукция в сердечниках будет изменяться по синусоидальному закону, показанному на рис. 23,б пунктиром. Если напряжение питания не превышает величины, определяемой формулой (19), то ни один из сердечников не насыщается и ток не появляется в обмотках w_p и на выходе усилителя.

Сигнал постоянного тока I_y в обмотках w_y создает напряженность магнитного поля $H_y = \frac{I_y w_y}{l}$, которая стремится намагничить

один из сердечников (например, первый) до положительного насыщения ($+B_s$), а другой — до отрицательного насыщения ($-B_s$).

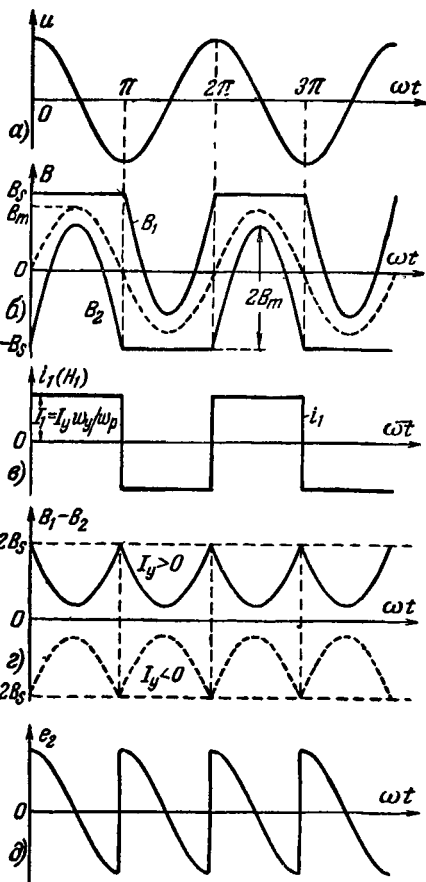


Рис. 23. Изменение во времени индукции, напряжений и токов в идеальном магнитном усилителе при подавлении четных гармоник тока.

Ток i_1 в обмотках w_p создает напряженность поля $H_1 = \frac{i_1 w_p}{l}$, которая в одном из сердечников совпадает по направлению с H_y , а в другом сердечнике направлена навстречу H_y . В том сердечнике, где H_1 и H_y складываются, магнитная индукция не может изменяться, так как сердечник уже насыщен ($B_1 = +B_s$). Поэтому в обмотке w_p этого сердечника не индуцируется противо-э. д. с., а ее индуктивность практически равна нулю. Это означает, что падение напряжения на обмотке w_p рассматриваемого сердечника равно нулю и все питающее напряжение $u = U_m \sin \omega t$ приложено к обмотке w_p второго сердечника, у которого напряженности полей постоянного тока H_y и переменного тока H_1 направлены встречно. Под действием этого напряжения индукция B_2 во втором сердечнике будет изменяться, как показано на рис. 23,б. Однако магнитная индукция может изменяться и принимать значения меньше индукции насыщения B_s только в том случае, если суммарная напряженность поля равна нулю:

$$H = H_y - H_1 = \frac{1}{l} (w_y I_y - w_1 i_1) = 0. \quad (34)$$

Поэтому для величины тока i_1 в обмотке w_p за время изменения индукции второго сердечника имеем:

$$i_1 w_p = w_y I_y \text{ или } i_1 = \frac{w_y}{w_p} I_y. \quad (35)$$

т. е. снова справедливо уравнение (25) с той лишь разницей, что теперь вследствие подавления четных гармоник тока в цепи управления ток в обмотках управления $i_2 = I_y = \text{const}$. Это обстоятельство и определяет форму кривой переменного тока i_1 , которая согласно

(34) имеет вид прямоугольника с высотой $\frac{w_y}{w_p} I_y$ (рис. 23,в).

По окончании полупериода индукция второго сердечника B_2 снова достигает значения отрицательного насыщения ($-B_s$) и начинается процесс изменения индукции первого сердечника B_1 , который сопровождается изменением направления тока i_1 в обмотках w_p , так как теперь для первого сердечника должно удовлетворяться условие (34). При этом абсолютное значение тока по-прежнему определяется формулой (35).

Таким образом, индукция изменяется поочередно то в одном из сердечников, то в другом, и каждый раз в том сердечнике, у которого поля, создаваемые переменным током i_1 и сигналом I_y , направлены встречно и взаимно компенсируются. При этом если сигнал I_y не изменяется, то переменный ток имеет прямоугольную форму, а выпрямленный ток I_n не содержит переменной составляющей, т. е. отсутствует пульсация (рис. 23).

Из равенства (35) получаем для амплитудного, действующего и среднего значений переменного тока

$$I_1 = I_n = \frac{w_y}{w_p} I_y, \quad (36)$$

так как для прямоугольной формы кривой тока все эти значения совпадают.

При наличии сигнала на входе усилителя в обмотках управления индуцируется результирующая (суммарная) э. д. с., определяемая формулой

$$e_2 = w_y S \frac{d(B_1 - B_2)}{dt}. \quad (37)$$

При отсутствии сигнала $B_1 = B_2$ и $e_2 = 0$. Если $I_y \neq 0$, то $B_1 \neq B_2$. На рис. 23,г показана разность B_1 и B_2 для положительных и отрицательных значений I_y , а на рис. 23,д приведена э. д. с. e_2 при $I_y > 0$. Видно, что частота э. д. с. e_2 в 2 раза превышает частоту напряжения питания u . При этом амплитуда э. д. с. e_2 определяется, как и для обычного трансформатора, формулой

$$E_{2m} = U_m \frac{w_y}{w_p}.$$

Изменение полярности постоянного тока I_y вызывает изменение знака разности $B_1 - B_2$ (пунктирная кривая на рис. 23,г), что в свою очередь вызывает изменение фазы э. д. с. e_2 на 180° . При этом, однако, фаза переменного тока i_1 , который отстает от питающего напряжения u на 90° , остается неизменной.

Рассматриваемый идеальный управляемый дроссель с подавлением четных гармоник тока является, таким образом, как бы синхронным коммутатором переменного напряжения. Возможность выделения напряжения удвоенной частоты при помощи схемы рис. 16,а (для этой цели выпрямитель в схеме является излишним) находит широкое применение и, в частности, в двухтактных магнитных усилителях и в магнитных модуляторах, которые будут рассмотрены в гл. 4 и 5. Здесь отметим лишь, что форма кривой и амплитуда э. д. с. e_2 в случае сердечников с идеальной кривой намагничивания совершенно не зависят от величины I_y . Поэтому управляемый дроссель с характеристикой, близкой к идеальной, может быть использована для обнаружения и измерения весьма малых постоянных токов путем реагирования на фазу и величину э. д. с. e_2 .

Рассмотрим теперь влияние сопротивления напрузки R_n на свойства схемы рис. 16,а при подавлении четных гармоник тока. При не слишком больших сигналах на входе усилителя переменный ток i_1 в обмотках w_p сохраняет такую же прямоугольную форму, как и при R_n (рис. 23,в), вследствие того, что изменение магнитной индукции в идеальных сердечниках усилителя возможно только в том случае, если суммарная напряженность поля $H = 0$. Поэтому до тех пор пока магнитная индукция сердечника продолжает изменяться под действием питающего напряжения, формула (34) остается справедливой и величина тока i_1 в обмотках w_p определяется по-прежнему формулой (35). Единственное различие заключается в том, что теперь переход переменного тока i_1 через нуль будет происходить не при $\omega t = n\pi + \frac{\pi}{2}$ ($n = 0, 1, 2, 3, \dots$), как это имеет место при отсутствии активного сопротивления в цепи переменного тока, а при некотором угле $n\pi + \alpha$, где $\alpha < \frac{\pi}{2}$. Изменения напряжения источника

питания u и переменного тока i_1 при наличии активной нагрузки R_n показаны на рис. 24,а.

Значение угла α определяется формулой [Л. 1 и 6]

$$\cos \alpha = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{I_1 R}{U_m} = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{\omega_p R I_y}{\omega_p U_m}, \quad (38)$$

где $R = R_n + R_0 + R_b$ — суммарное активное сопротивление цепи нагрузки.

При весьма больших сигналах I_y на входе усилителя равенства (34) и (35) нарушаются, так как максимально возможное значение тока i_1 (и создаваемого им магнитного поля H_1) ограничено сопротивлением R цепи нагрузки.

При достаточно большом значении I_y сердечники усилителя окажутся насыщенными в течение всего периода переменного тока. Поскольку при этом можно пренебречь индуктивностью обмоток ω_p , то ток i_1 в этих обмотках должен измениться по синусоидальному закону

$$i = \frac{u}{R} = \frac{U_m \sin \omega t}{R_n + R_0 + R_b}$$

и совпадать по фазе с напряжением источника питания. Начиная с некоторого значения угла сдвига фаз тока $\alpha = \alpha_n$, должен начаться переход кривой переменного тока i_1 от прямоугольной формы, изображенной на рис. 24,а, к синусоидальной форме. Значение угла α_n определяется из условий,

что, во-первых, для этого значения α еще справедлива формула (38), а, во-вторых, при $\alpha = \alpha_n$ выходное напряжение усилителя $i_1 R = I_1 R$ равно мгновенному значению питающего напряжения u (рис. 24,б):

$$R I_1 = U_m \sin \alpha_n. \quad (39)$$

Из (38) и (39), заменяя в первой $\alpha = \alpha_n$, находим:

$$\alpha_n = \arctg \frac{2}{\pi} = 32^\circ 36'.$$

Максимальное значение (синусоидального) тока на выходе усилителя по-прежнему определяется формулой (29). Подставляя в (38) значение $\alpha = \alpha_n$, находим с учетом (29) предельное значение тока

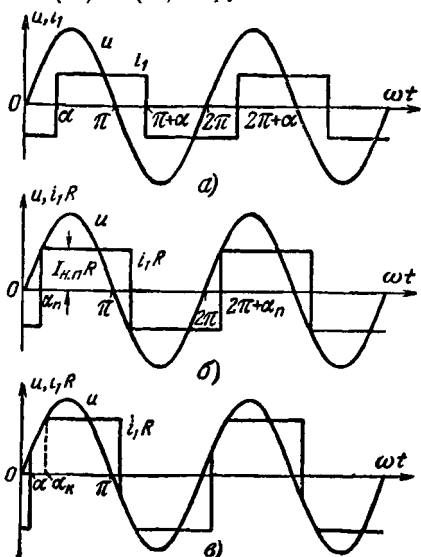


Рис. 24. Кривые тока на выходе магнитного усилителя с подавленными четными гармониками.

нагрузки $I_{нп} = I_{1п}$, при котором кривая переменного тока еще имеет прямоугольную форму:

$$I_{н.п} = 0,844 I_{н.макс.}$$

На рис. 24,в приведены диаграммы питающего (u) и выходного ($i_1 R$) напряжений при $\alpha < \alpha_{п.}$. Здесь сопротивление цепи нагрузки частично ограничивает величину переменного тока и формула (35) перестает быть справедливой.

На рис. 25,а в относительных единицах приведена характеристика вход—выход

$$\frac{I_n}{I_{н.макс}} = f(I_y / I_{y.макс})$$

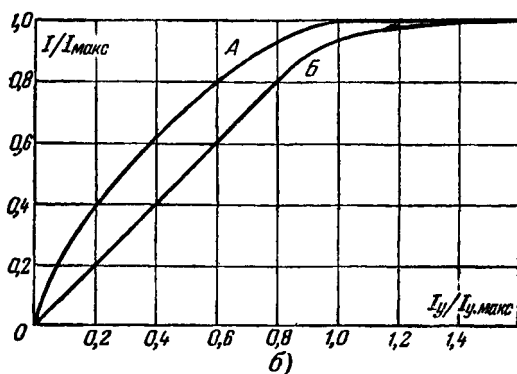
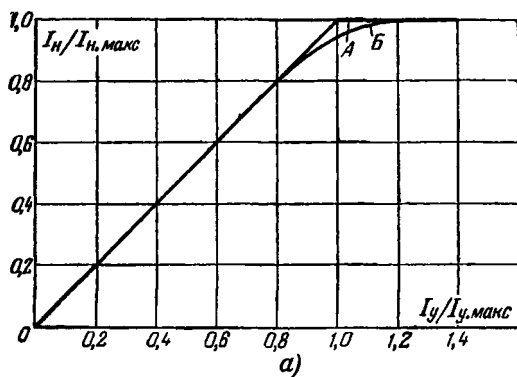


Рис. 25. Зависимость среднего (а) и действующего (б) значений тока нагрузки от тока управления.

А — малое сопротивление в цепи управления; Б — подавление четных гармоник тока.

идеального магнитного усилителя по схеме рис. 16,а при малом сопротивлении цепи управления (А) и при подавлении четных гармоник тока в этой цепи (Б). Во втором случае линейная область характеристики несколько короче.

В случае нагрузки переменного тока существенный интерес часто представляют зависимости действующих значений тока I на выходе усилителя от входного сигнала I_y . Эти зависимости в относительных единицах приведены на рис. 25,б для тех же режимов работы усилителей, что и на рис. 25,а. Видно, что в случае малого сопротивления цепи управления характеристика усилителя по действующим значениям тока нагрузки (А) существенно отклоняется от линейной, в то время как при подавлении четных гармоник тока она оказывается линейной в широких пределах (Б).

12. ИНЕРЦИОННОСТЬ ИДЕАЛЬНЫХ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Наиболее существенным недостатком магнитных усилителей является их инерционность, обусловленная индуктивностью L_y обмоток управления. Вследствие этой индуктивности ток управления i_y в своем изменении отстает во времени от изменения напряжения u_y , подаваемого на вход усилителя. В усилителе без обратной связи при активной нагрузке (а часто и при активно-индуктивной нагрузке) и при последовательном соединении обмоток переменного тока w_p отставание во времени тока нагрузки i_n от тока управления i_y не имеет места, так как для ненасыщенного сердечника в любой момент времени, в том числе и в переходном процессе, справедливы уравнения (34) и (35). Таким образом, вся инерционность магнитного усилителя сосредоточена в цепи управления. Однако параметры цепи нагрузки влияют на величину индуктивности L_y обмоток управления и тем самым на инерционность усилителя. Если сопротивление источника усиливаемого сигнала чисто активное и равно R_d , то изменение тока управления во времени определяется дифференциальным уравнением

$$\begin{aligned} e_y &= i_y (R_y + R_d) + w_y S \left(\frac{dB_1}{dt} - \frac{dB_2}{dt} \right) = \\ &= i_y (R_y + R_d) + w_y S \frac{dB_0}{dt}, \end{aligned} \quad (40)$$

где $B_0 = B_1 - B_2$ (см. рис. 21,б); R_y — сопротивление обмоток управления w_y усилителя, а e_y — напряжение холостого хода на зажимах источника усиливаемого сигнала, т. е. при отключенном входе усилителя. Напряжение u_y непосредственно на зажимах управляющей обмотки усилителя равно $u_y = e_y - i_y R_d$. Для решения уравнения (40) найдем зависимость B_0 от i_y , принимая во внимание, что вследствие отсутствия запаздывания в цепи нагрузки зависимость B_0 от мгновенного значения тока i_y в переходном режиме совпадает с зависимостью B_0 от I_y в установившемся режиме, рассмотренном в § 11. Заменяя в формуле (28) I_n через ток управления

согласно формуле (27) и подставляя вместо $\cos \alpha_1$ его выражение через B_0 согласно (22), находим:

$$B_0 = \pi B_s \frac{\omega_y R I_y}{\omega_p U_m}.$$

Подставляя это выражение для B_0 в (40) и заменяя U_m согласно (19), получаем:

$$\tau \frac{di_y}{dt} + i_y = \frac{\tau_y}{1 + \frac{R_d}{R_y}} \cdot \frac{di_y}{dt} + i_y = \frac{e_y}{R_y + R_d}, \quad (41)$$

где τ_y — постоянная времени обмоток управления магнитного усилителя, равная

$$\tau_y = \frac{R \omega_y^2}{R_y \omega_p^2} \cdot \frac{1}{4f}, \quad (42)$$

а τ — постоянная времени всей цепи управления, равная:

$$\tau = \tau_y \frac{1}{1 + R_d/R_y} = \frac{R \omega_y^2}{(R_y + R_d) \omega_p^2} \cdot \frac{1}{4f}. \quad (43)$$

В дальнейшем для краткости будем называть τ_y постоянной времени усилителя. Из формулы (42) видно, что τ_y зависит не только от параметров обмоток управления, но и от параметров цепи нагрузки. Это объясняется тем, что от значений R , ω_p и f , входящих в формулу (42), зависит степень изменения разности $B_1 - B_2 = B_0$ при изменении тока управления. Если, например, $R_0 = 0$, то $B_1 = B_2$, $B_0 = 0$ и $\tau_y = 0$, т. е. токи управления и нагрузки сразу достигают своих установившихся значений.

Постоянная времени магнитного усилителя без обратной связи однозначно связана с его коэффициентом усиления мощности. Действительно, из формул (32) и (42) находим:

$$G = \frac{K_p}{\tau_y} = 4f \frac{R_n}{R} = 4f \eta, \quad (44)$$

где $\eta = R_n/R$ — к. п. д. цепи переменного тока усилителя. Это отношение $\left(\frac{K_p}{\tau}\right)$, имеющее размерность сек^{-1} , обычно называют добротностью усилителя.

Формула (44) наряду с формулами (36) и (42) является основной характеристикой идеального магнитного усилителя. Эта формула показывает, что отношение постоянной времени магнитного усилителя без обратной связи к его коэффициенту усиления мощности зависит лишь от частоты источника питания и практически не зависит ни от параметров цепей управления и нагрузки (при условии $\eta \approx 1$), ни от геометрических размеров усилителя. Чем больше коэффициент усиления магнитного усилителя, тем больше и его постоянная времени.

До сих пор для упрощения выводов основных соотношений мы полагали, что величина напряжения питания усилителя по схеме

рис. 16,а выбрана согласно формуле (19), т. е. что при отсутствии сигнала на входе усилителя ($I_y=0$) в его сердечниках устанавливается переменная индукция с амплитудным значением $B_m=B_s$ (рис. 21,б). Выбор $B_m < B_s$ не сказывается на статических характеристиках магнитного усилителя, и приведенные выше характеристики управления остаются в силе. Однако, если $B_m < B_s$, у магнитного усилителя может появиться дополнительное запаздывание. Действи-

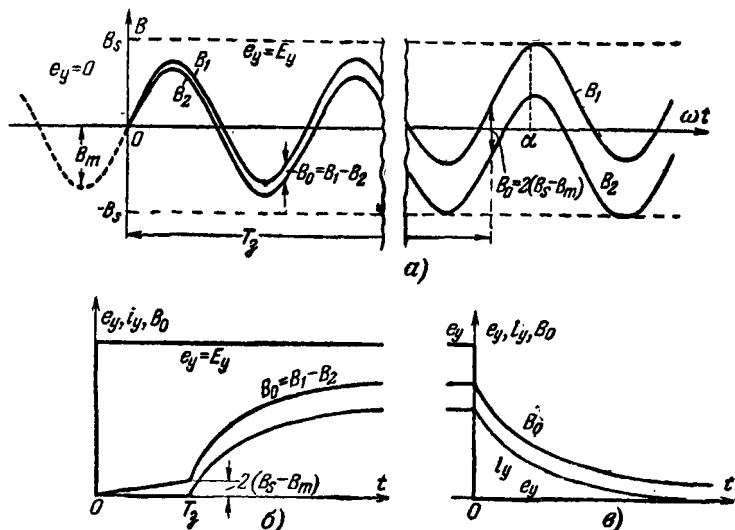


Рис. 26. Переходные процессы в идеальном усилителе при $B_m < B_s$. а и б — подача постоянного напряжения E_y на вход усилителя; в — снятие сигнала.

тельно, допустим, что $B_m < B_s$ и что при отсутствии сигнала на входе усилителя разность $B_1 - B_2 = 0$. При подаче постоянного напряжения $e_y = E_y$ на вход усилителя ток i_y появится в цепи управления только после того, как один из сердечников насытится. Это имеет место, когда разность между мгновенными значениями индукций B_1 и B_2 обоих сердечников увеличится от $B_1 - B_2 = 0$ до значения $B_0 = B_1 - B_2 = 2(B_s - B_m)$ (рис. 26,а). Поэтому время задержки (величина запаздывания) начала изменения тока может быть получено путем интегрирования уравнения (40) в пределах от $B_0 = 0$ до $B_0 = 2(B_s - B_m)$ при $i_y = 0$:

$$\int_0^{T_z} E_y dt = w_y S \int_0^{2(B_s - B_m)} dB_0$$

или

$$T_z = \frac{2w_y S (B_s - B_m)}{E_y}. \quad (45)$$

При $B_m = B_s$, а также при наличии начального тока I_{y0} в цепи управления (или смещения) начальная задержка не имеет места.

На рис. 26 показан характер переходных процессов в идеальном усилителе при подаче постоянного напряжения E_y на вход усилителя (а и б) и при его снятии (в). В первом случае предполагается, что $B_0(t=0) = 0$. В начале переходного процесса B_0 нарастает по линейному закону до значения $2(B_s - B_m)$ при отсутствии тока i_y в цепи управления. Начиная со значения $t = T_z$, ток управления i_y нарастает по экспоненциальному закону, определяемому решением уравнения (41):

$$i_y = \frac{E_y}{R_y + R_d} \left(1 - e^{-\frac{t - T_z}{\tau}} \right). \quad (46)$$

При снятии сигнала задержка начала изменения тока i_y не имеет места, и последний, так же как и B_0 , уменьшается по экспоненциальному закону, начиная с $t = 0$:

$$i_y = \frac{E_y}{R_y + R_d} e^{-\frac{t}{\tau}}. \quad (47)$$

13. ХАРАКТЕРИСТИКИ РЕАЛЬНЫХ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Приведенные в предыдущих параграфах характеристики идеального магнитного усилителя и, в частности, формулы (27), (30), (42) и др. не только качественно характеризуют поведение и свойства реальных магнитных усилителей, но и пригодны для практических расчетов магнитных усилителей, выполняемых по схемам рис. 16, а и б с сердечниками из сплавов, имеющих высокую проницаемость или прямоугольную петлю гистерезиса. В качестве примера на рис. 27 приведены характеристики $I_H = f(I_y)$ магнитного усилителя по схеме рис. 16, а с тороидальными сердечниками из молибденового пермаллоя при различных значениях сопротивления R в цепи нагрузки ($R = R_H + R_0 + R_B$) и напряжения источника питания U ; пунктирными линиями нанесены характеристики, вычисленные по формулам (27) и (30). Как видно из рис. 27, теоретические и экспериментальные характеристики в этом случае почти совпадают. Они еще более совпадают, если применить сердечники с прямоугольной петлей гистерезиса. При использовании же сердечников из холоднокатаной трансформаторной стали расхождения между теоретическими и экспериментальными характеристиками также невелики, в то время как для горячекатаной стали они возрастают и часто достигают больших значений не только в области слабых сигналов, но и в области значительных сигналов, что обусловлено плавным (постепенным) насыщением этой стали. Однако и в случае горячекатаной трансформаторной стали действительное значение добротности усилителя G мало отличается от теоретического значения, определяемого формулой (43). Для сердечников высокой проницаемости или с прямоугольной петлей гистерезиса экспериментальные значения $G = K_R / \tau_y$, обычно отличаются от теоретических не более чем на 5—

10%, а для сердечников из горячекатаной трансформаторной стали — на 15—30%. Для всех магнитных усилителей также справедлива формула (33): $P_{н.макс} K_p = \text{const}$ при $R_n \gg R_0 + R_b$.

Рассмотрим пример, иллюстрирующий применение приведенных выше формул для идеального магнитного усилителя к оценке основ-

ных статических и динамических характеристик магнитного усилителя с известными конструктивными параметрами.

Магнитный усилитель выполнен по схеме рис. 16,а на сердечниках типа ОЛ 50/80-25 (табл. 3) из сплава 50НП толщиной 0,1 мм. С учетом коэффициента заполнения (табл. 4) активная площадь поперечного сечения сердечника равна $S = 0,85 \cdot 3,75 = 3,2 \text{ см}^2 = 3,2 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2$. Обмотки переменного тока w_p имеют 660 витков из провода ПЭЛШО 0,51 мм и имеют суммарное сопротивление $R_0 = 13 \text{ ом}$. Одна общая обмотка постоянного тока w_y , охватывающая оба сердечника, содержит 2000 витков из провода ПЭЛШО 0,29 мм и имеет сопротивление $R_y = 73 \text{ ом}$. Сопротивление нагрузки $R_n = 160 \text{ ом}$, а сопротивление полупроводникового выпрямителя $R_b \approx 3 \text{ ом}$. Усилитель питается от сети переменного тока 50 гц напряжением $U = 127 \text{ в}$.

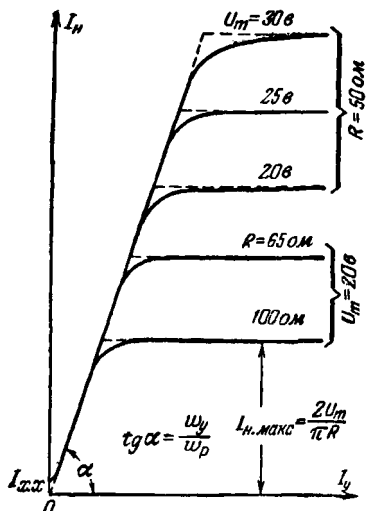


Рис. 27. Характеристики вход—выход магнитного усилителя по схеме рис. 16,а с тороидальными сердечниками из молибденового пермаллоя при различных значениях сопротивления нагрузки и напряжения источника питания.

Для коэффициентов усиления по току и по мощности находим из (31) и (32):

$$K_I = \frac{w_y}{w_p} = \frac{2000}{660} \approx 3$$

и

$$K_p = \frac{w_y^2 R_n}{w_p^2 R_y} = \frac{2000^2 \cdot 160}{660^2 \cdot 73} \approx 20.$$

Максимальное значение тока нагрузки, определяемое формулой (30), равно:

$$I_{н.макс} = \frac{U}{1,11(R_n + R_0 + R_b)} = \frac{127}{1,11 \cdot 176} = 0,65 \text{ а},$$

а соответствующая мощность $P_{н.макс} = I_{н.макс}^2 R_n = 67,5 \text{ вт}$.

Для постоянной времени усилителя из (42) имеем:

$$\tau_y = \frac{R w_y^2}{R_y w_p} \cdot \frac{1}{4f} = \frac{176 \cdot 2000^2}{73 \cdot 660^2} \cdot \frac{1}{200} = 0,11 \text{ сек.}$$

Для определения времени задержки T_z определим сначала величину B_m :

$$B_m = \frac{U}{2 \cdot 4,44 w_p S f} = \frac{127}{8,88 \cdot 660 \cdot 3,2 \cdot 10^{-4} \cdot 50} = 1,35 \text{ тл.}$$

При максимальном значении тока нагрузки величина напряжения сигнала равна:

$$E_{y, \text{макс}} = R_y \frac{w_p}{w_y} I_{n, \text{макс}} = 73 \cdot \frac{660}{2000} \cdot 0,65 = 15,7 \text{ в.}$$

Для этого значения сигнала и определим время задержки по формуле (45), учитывая, что для сплава 50НП $B_s = 1,5 \text{ тл.}$

$$T_z = \frac{2 w_y S (B_s - B_m)}{E_{y, \text{макс}}} = \frac{2 \cdot 2000 \cdot 3,2 \cdot 10^{-4} \cdot 0,15}{15,7} = 0,012 \text{ сек.}$$

Если напряжение сигнала меньше $E_{y, \text{макс}}$, то T_z соответственно повышается. Например, для сигнала, составляющего 20% от максимального, $T_z = 0,06 \text{ сек.}$

Для рассматриваемого усилителя согласно формуле (33)

$$P_{n, \text{макс}} K_p = 67,5 \cdot 20 = 1350 \text{ вт} \approx \text{const.}$$

Отсюда видно, что если, например, снизить $P_{n, \text{макс}}$ до 13,5 вт путем соответствующего повышения R_n , то получим $K_p \approx 100$.

Наиболее существенное различие между идеальной и действительной характеристиками магнитного усилителя обычно состоит в том, что при $I_y = 0$ согласно формуле (27) для идеальной характеристики имеем $I_n = 0$, в то время как в действительности I_n никогда не бывает равным нулю. При $I_y = 0$ через нагрузку протекает некоторый минимальный ток, который обычно называют током холостого магнитного усилителя $I_{x.x}$. Поэтому для магнитных усилителей вместо формулы (27) часто пользуются приближенной формулой, учитывающей величину тока холостого хода:

$$I_n = I_{x.x} + K_F \frac{w_y}{w_p} I_y, \quad (48)$$

где $K_F = K_I \frac{w_p}{w_y}$ — коэффициент усиления по н. с., который близок к единице.

Отметим, что в формулу (48) всегда следует подставлять абсолютные значения тока I_y .

Реальные одноконтурные магнитные усилители наряду с коэффициентом усиления и постоянной времени характеризуются еще и

коэффициентом кратности, представляющим собой отношение максимального тока на выходе усилителя к минимальному:

$$K_{кр} = \frac{I_{н, макс}}{I_{н, х}}. \quad (49)$$

Чем выше коэффициент кратности при прочих равных условиях, тем выше качество усилителя. Коэффициент усиления по н. с. связан с коэффициентом кратности приближенной формулой [Л. 1]

$$K_F = \frac{K_{кр} - 1}{\frac{\pi}{2}}. \quad (50)$$

Таким образом, если $K_{кр} \rightarrow \infty$, то $K_F \rightarrow 1$.

При заданных сердечниках величина $K_{кр}$ и другие характеристики реальных усилителей существенно зависят от двух параметров, подлежащих выбору при расчете и проектировании усилителя или

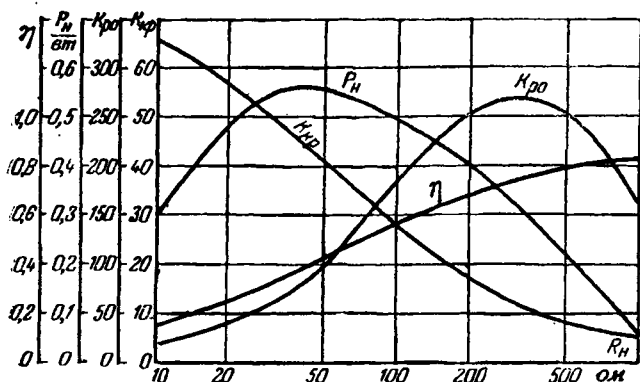


Рис. 28. Зависимость коэффициентов кратности $K_{кр}$, полезного действия η и усиления $K_{по}$, а также выходной мощности P_n от сопротивления нагрузки R_n для усилителя, выполненного по схеме рис. 16,а.

при его экспериментальной наладке: от величины переменной составляющей магнитной индукции B_{m0} при отсутствии сопротивления в цепи переменного тока усилителя и от сопротивления нагрузки R_n , точнее от отношения $R_n/\omega^2 p$. В схеме рис. 16,а величина B_{m0} связана с действующим значением питающего напряжения известной формулой

$$U = 2 \cdot 4,44 f \omega_p S B_{m0}. \quad (51)$$

На рис. 28 в полулогарифмическом масштабе показано влияние величины сопротивления нагрузки на основные показатели усилителя, осуществленного по схеме рис. 16,а, при определенном фиксированном значении сигнала $I_y = \text{const}$ на входе усилителя. С увеличением сопротивления нагрузки уменьшается коэффициент

кратности $K_{кр}$ и увеличивается коэффициент полезного действия усилителя η . Отметим, что уменьшение коэффициента кратности сопровождается ухудшением линейности характеристики $I_n = f(I_y)$ усилителя. При этом формула (50) определяет средний для всего диапазона изменения сигнала коэффициент усиления по ампериткам (или по току). Часто существенный интерес представляет коэффициент усиления мощности при слабых сигналах (K_{p0}), т. е. для линейного участка характеристики $I_n = f(I_y)$. С увеличением R_n величина K_{p0} сначала растет, достигает некоторого максимального значения и затем при относительно больших значениях R_n , соответствующих уже малым значениям K_{p0} , падает. Максимальная мощность усилителя P_n начинает уменьшаться при значительно более низких значениях R_n . Однако максимальная мощность усилителя, определяемая из условия допустимого нагрева, растет пропорционально R_n .

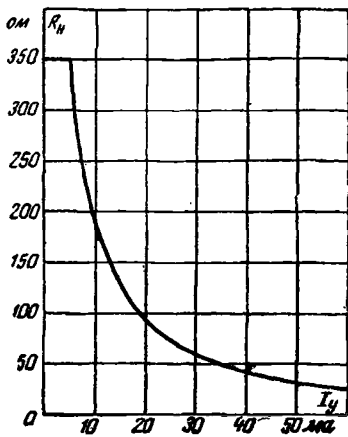


Рис. 29. Зависимость сопротивления нагрузки R_n , соответствующего максимальному значению мощности на выходе усилителя, от величины сигнала I_y на входе усилителя.

Естественно, что значение R_n , при котором мощность на выходе усилителя достигает максимума, зависит от величины сигнала на выходе усилителя. Эта зависимость для рассматриваемого усилителя показана на рис. 29. Оптимальное значение R_n уменьшается примерно обратно пропорционально напряженности постоянного поля, создаваемого усиливаемым сигналом I_y . Лишь при весьма больших сигналах, когда сердечники практически полностью насыщены, оптимальное (с точки зрения получения максимальной мощности) сопротивление нагрузки достигает своего конечного значения, которое может быть определено из формул для тока и мощности нагрузки. Например, для усилителя с выходом на переменном токе имеем:

$$I_n = \frac{U}{\sqrt{(R_0 + R_n)^2 + \omega^2 L_s^2}} \quad \text{и} \quad P_n = \frac{U^2 R_n}{(R_0 + R_n)^2 + \omega^2 L_s^2},$$

где L_s — индуктивность рассеяния обмоток переменного тока усилителя.

Приравнявая dP_n/dR_n нулю, находим:

$$R_{n, \text{опт}} = \sqrt{R_0^2 + \omega^2 L_s^2}. \quad (52)$$

Приведенные на рис. 28 кривые получены экспериментально для маломощного усилителя на пермалловых сердечниках. Аналогичный характер имеют зависимости $K_{кр}$, η , P_n и K_{p0} от сопротивления нагрузки и у других, более мощных усилителей, в том числе и у усилителей с сердечниками из трансформаторной стали.

На рис. 30 приведены зависимости коэффициентов кратности, усиления и максимальной мощности усилителя от величины $B_{т0}$ или, что то же самое, от напряжения источника переменного тока. Максимальная мощность на выходе усилителя растет пропорционально примерно $B_{т0}^2$. Коэффициент усиления мощности при слабых сигналах ($K_{р0}$), начиная с некоторого значения $B_{т0}$, уменьшается. Например, для молибденового пермаллоя (рис. 30) это

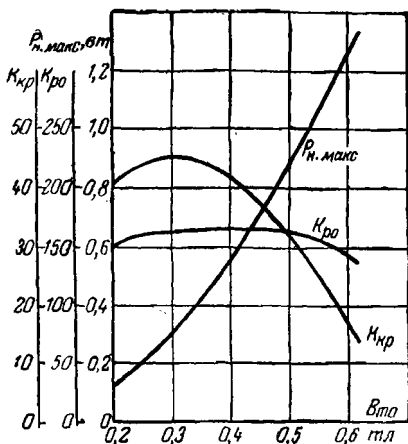


Рис. 30. Зависимость коэффициентов кратности и усиления и максимальной мощности усилителя, осуществленного по схеме рис. 16,а, от начального значения переменной составляющей магнитной индукции.

имеет место при $B_{т0} > 0,4$ — $0,5$ тл, а для холоднокатаной стали марок Э310—Э380 при $B_{т0} > 1,1$ — $1,4$ тл. Максимальный коэффициент кратности достигается при еще более низких значениях $B_{т0}$, составляющих для молибденового пермаллоя примерно 0,3 тл, а для холоднокатаной стали — около 1 тл. С повышением $B_{т0}$ снижается стабильность характеристики $I_n = f(I_y)$ усилителя при колебаниях напряжения и частоты источника питания. С другой стороны, с повышением $B_{т0}$ уменьшается инерционность усилителя за счет сокращения начальной задержки (§ 13) и уменьшается остаточный уход нуля усилителя, обусловленный гистерезисом, после действия больших сигналов.

Таким образом, оптимальный режим магнитного усилителя, т. е. оптимальные значения $B_{т0}$ и R_n , зависит от тех конкретных требований, которые предъявляются к усилителю в отношении величин $K_{кр}$, $P_{н. макс}$, $K_{р0}$ и η в отношении допустимого нагрева, влияния гистерезиса, колебаний напряжения и частоты источника питания и т. п. У одного и того же магнитного усилителя при различных условиях применения могут оказаться различные оптимальные значения $B_{т0}$ и R_n . Отметим, что значения $B_{т0}$ и R_n могут также определяться из условия получения магнитного усилителя минимального веса, объема или стоимости и т. д. [Л. 3].

Теоретически наибольшая мощность на выходе усилителя достигается при полном насыщении его сердечников и выборе сопротивления нагрузки согласно формуле (52). Практически, однако, указанная максимальная мощность часто не может быть получена вследствие значительного перегрева обмоток усилителя, так как в режиме максимальной мощности потери в усилителе примерно равны полезной мощности в нагрузке.

Максимальный допустимый по условию нагрева ток нагрузки проще всего определить по допустимому значению плотности тока j :

$$I = j q_p, \quad (53)$$

где q_p — площадь поперечного сечения обмоточного провода рабочей обмотки.

Допустимая плотность тока j зависит от мощности усилителя, условий охлаждения и допустимой температуры перегрева [Л. 3]. Для усилителей мощностью примерно до 300 вт при температуре перегрева порядка 60°С можно в первом приближении принять $j \approx 3 \text{ а/мм}^2$. С повышением мощности усилителя допустимое значение j уменьшается. Задаваясь допустимым значением плотности тока, можно достаточно просто найти в первом приближении размеры сердечников, обеспечивающие получение заданной мощности на выходе усилителей с учетом допустимого нагрева, и определить обмоточные данные усилителя¹.

Действительно, площадь окна сердечника, занимаемая рабочей обмоткой, равна:

$$Q_p = \frac{\omega_p q_p}{\eta_p} = \beta_p Q, \quad (54)$$

где η_p — коэффициент заполнения обмотки ω_p , а β_p — отношение Q_p ко всей площади окна Q .

Из формул (51), (53) и (54) находим:

$$QS = \frac{UI}{8,88 j \eta_p \beta_p f B_{m0}} [\text{м}^4]. \quad (55)$$

В это выражение следует поставить j в а/мм^2 .

Для тороидальных сердечников примерно 50% окна приходится на каркас, изоляцию между обмотками и отдельными слоями витков и на остающееся после намотки отверстие. Оставшаяся часть окна делится примерно поровну между рабочей обмоткой и обмоткой управления. Поэтому $\beta_p \approx 0,2 - 0,25$. Величина η_p зависит от диаметра обмоточного провода и его изоляции и определяется из справочных таблиц.

Если для магнитного усилителя заданы значения U , I и f , то, выбирая магнитный материал сердечников и соответствующее ему значения B_{m0} , а также диаметр обмоточного провода согласно (53), можно найти требуемое значение произведения QS и по табл. 3÷6 выбирать соответствующий сердечник.

Пример. Требуется построить магнитный усилитель на напряжение источника питания $U = 127 \text{ в}$ и максимальное действующее значение тока нагрузки $I = 3 \text{ а}$ при частоте источника питания $f = 50 \text{ гц}$.

¹ Более подробно вопросы расчета магнитных усилителей рассмотрены в книге [Л. 10]. Здесь отметим лишь, что для маломощных усилителей можно принять и более высокие значения плотности тока, чем 3 а/мм^2 . Однако для них выбор сечения обмоточного провода обычно определяется максимально допустимым сопротивлением обмоток. При этом «автоматически» удовлетворяются требования по нагреву. В любом случае расчет конструктивных параметров усилителя по допустимому значению плотности тока следует рассматривать как первое приближение, и после выбора размеров сердечника и обмоточных данных рекомендуется проверить усилитель по нагреву и в случае необходимости внести соответствующие коррективы [Л. 10].

Для усилителя выбираем тороидальные сердечники из стали Э380, для которой можно принять $B_{m0} \approx 1,5$ тл. При $j = 3$ а/мм² = $3 \cdot 10^6$ а/м² находим для диаметра обмоточного провода:

$$d = \sqrt{\frac{4}{\pi} q_p} = 10^{-3} \sqrt{\frac{4I}{\pi j}} [\text{мм}] \approx 1,13 \text{ мм},$$

где j в а/м².

Выбираем ближайший диаметр серийно выпускаемого провода $d = 1,16$ мм марки ПЭЛБО, для которого коэффициент заполнения $\eta_p \approx 0,59$.

Из формулы (55) находим:

$$QS = \frac{127 \cdot 3}{8,88 \cdot 3 \cdot 10^6 \cdot 0,59 \cdot 0,20 \cdot 1,5 \cdot 50} \approx 1,6 \cdot 10^{-6} \text{ м}^4 = 160 \text{ см}^4.$$

Из табл. 3 находим, что значение QS обеспечивается сердечником типа ОЛ 64/100-32, для которого $QS_0 = 185 \text{ см}^4$ без учета коэффициента заполнения по стали η_c . С учетом коэффициента заполнения η_c активная площадь поперечного сечения выбранного сердечника $S = 0,9 \cdot 5,75 = 5,17 \text{ см}^2 = 5,17 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2$.

Теперь по формуле (15) можно вычислить число витков рабочей обмотки:

$$w_p = \frac{127}{2 \cdot 4,44 \cdot 50 \cdot 5,17 \cdot 10^{-4} \cdot 1,5} = 370.$$

Активное сопротивление двух обмоток w_p равно:

$$R_0 = \frac{2w_p l_m r}{100},$$

где l_m — средняя длина одного витка (из табл. 3 имеем для выбранного сердечника $l_m \approx 14,6$ см), а r — сопротивление 1 м обмоточного провода. Для выбранного диаметра провода $r = 0,0166$ ом/м. Поэтому

$$R_0 = \frac{2 \cdot 370 \cdot 14,6 \cdot 0,0166}{100} \approx 1,8 \text{ ом}.$$

Максимальные потери мощности в этих обмотках

$$P_0 = I^2 R_0 = 9 \cdot 1,8 = 16,2 \text{ вт}.$$

Параметры обмоток управления могут быть определены, исходя из требуемого усиления по току с учетом принятой плотности тока:

$$w_y \approx K_I w_p, \quad Q_y \approx Q_p \quad \text{и} \quad q_y = q_p \frac{w_p}{w_y}$$

или

$$d_y = d_p \sqrt{\frac{w_p}{w_y}} \approx \frac{d_p}{\sqrt{K_I}}$$

Простейшие магнитные усилители, схемы которых приведены на рис. 16, применяются главным образом при больших мощностях нагрузки, превышающих примерно 20—50 *вт*, особенно если усилитель работает на нагрузку переменного тока, а включение выпрямителя для осуществления положительной обратной связи нежелательно по тем или иным причинам. Эти схемы находят широкое применение также и для нагрузки постоянного тока в тех случаях, когда важно, чтобы коэффициент усиления по току мало изменялся в зависимости от сопротивления нагрузки, величины питающего напряжения и других факторов. В таких случаях часто нежелательно использовать схемы с положительной обратной связью, которая легко может быть осуществлена без дополнительных затрат ввиду наличия выпрямителя на выходе усилителя, работающего на нагрузку постоянного тока. Усилители без обратной связи часто применяются также и потому, что в режиме вынужденного намагничивания они позволяют получить прямоугольную форму кривой переменного тока и выпрямленный ток без пульсаций.

Максимальная мощность магнитных усилителей, выполненных по схемам рис. 16, достигает сотен киловатт. Например, на Московском трансформаторном заводе еще в 1933 г. были изготовлены на основе этих схем магнитные усилители мощностью 800 *квт* для автоматического регулирования скорости вращения мощного асинхронного двигателя.

Коэффициент усиления мощности 100-ваттного магнитного усилителя, выполненного по схемам рис. 16, при применении холоднокатаной трансформаторной стали для сердечников и при частоте источника питания 50 *гц* обычно составляет 50—200. С повышением мощности усилителя коэффициент усиления мощности растет.

Коэффициент полезного действия простейших одноктактных магнитных усилителей обычно лежит в пределах от 0,6 до 0,9 и увеличивается с повышением мощности усилителя, в некоторых случаях для усилителей с выходом на переменном токе достигая 0,98.

Коэффициент кратности магнитных усилителей на трансформаторной стали обычно лежит в пределах от 5 до 40. Искусственными методами [Л. 1] этот коэффициент может быть существенно увеличен. Коэффициент кратности в случае применения сердечников из сплавов высокой проницаемости может быть доведен до 100—200 и больше.

Минимальное значение усиливаемой мощности для схем рис. 16 составляет примерно 10^{-4} — 10^{-1} *вт* в случае применения сердечников из трансформаторной стали и 10^{-8} — 10^{-6} *вт* — для сердечников из пермаллоя.

14. НЕКОТОРЫЕ ПРИМЕРЫ ПРИМЕНЕНИЯ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ БЕЗ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

Во многих случаях практики можно применять как усилители с обратной связью или самонасыщением, так и усилители без обратной связи. Однако часто в зависимости от технических требований следует отдать предпочтение усилителям одной из этих групп. Здесь рассмотрим некоторые примеры применения, в которых оказывается целесообразным использовать особые свойства магнитных усилителей без обратной связи и где использование усилителей с положительной обратной связью оказывается нежелательным.

А. Управление вращающим моментом двигателя постоянного тока

Включим вместо R_n на выходе магнитного усилителя, выполненного по схеме рис. 16,а, цепь якоря двигателя постоянного тока с независимым возбуждением. Вращающий момент двигателя

$$M = K_m I_a = K_m I_n, \quad (56)$$

где $I_a = I_n$ — ток якоря двигателя, а K_m — коэффициент пропорциональности. Для простоты примем, что сердечники усилителя имеют идеальную кривую намагничивания. Тогда, если можно пренебречь влиянием индуктивности цепи якоря, для тока нагрузки I_n будет справедливой формула (27), полученная для идеального магнитного усилителя. Из (27) и (56) находим для вращающего момента двигателя:

$$M = K_m \frac{\omega_y}{\omega_p} I_y. \quad (57)$$

Так как уравнение (27) идеального усилителя остается справедливым при изменении напряжения на нагрузке в широких пределах, то из формулы (57) вытекает, что вращающий момент двигателя при данном значении I_y остается постоянным при изменении скорости вращения в таких же широких пределах.

Если цепь якоря обладает значительной индуктивностью, то формула (57) перестает быть справедливой. Это объясняется тем, что в интервалах от $\omega t = 0$ до $\omega t = \alpha_1$, от $\omega t = \pi$ до $\omega t = \alpha_2$ и т. д. (рис. 21), когда все питающее напряжение приложено к обмоткам w_p усилителя и ток i_1 в обмотках равен нулю, ток в нагрузке продолжает протекать за счет энергии электромагнитного поля, накопленной в индуктивности якоря. Этот ток замыкается через четыре вентили выпрямителя, не проходя через обмотки w_p . Поэтому формула (27) уже не будет отражать зависимость тока нагрузки от тока управления.

Однако если магнитный усилитель работает в режиме вынужденного намагничивания, то переменный ток непрерывно протекает в обмотках w_p и имеет прямоугольную форму (рис. 24). При этом формула (27) даже при индуктивной нагрузке и наличии противо-э. д. с. остается справедливой. Так как влияние противо-э. д. с. на работу усилителя в рассматриваемом случае может быть приравнено к влиянию падения напряжения на активном сопротивлении нагрузки $I_a R_n$, то формулы (27) и (57) оказываются справедливыми для значений (см. § 12)

$$E_a + I_a R_n \leq 0,844 U_{cp}, \quad (58)$$

где U_{cp} — среднее значение питающего напряжения, а E_a — величина противо-э. д. с. двигателя.

При больших сигналах на входе усилителя, когда оба сердечника усилителя полностью насыщены, имеем:

$$E_a + I_a R_n = U_{cp} \quad \text{или} \quad \frac{E_a}{U_{cp}} + \frac{I_a R_n}{U_{cp}} = 1. \quad (59)$$

Скорость вращения двигателя $n = K_n E_{\text{я}}$; максимальная скорость вращения $n_{\text{макс}} = K_n U_{\text{ср}}$, максимальный момент $M_{\text{макс}} = K_M I_{\text{я, макс}}$. Следовательно, из (59) получаем:

$$\frac{n}{n_{\text{макс}}} + \frac{M}{M_{\text{макс}}} = 1. \quad (60)$$

Это уравнение определяет зависимость вращающего момента двигателя от его скорости вращения при полностью насыщенных сердечниках усилителя, изображенную на рис. 31 сплошной линией А.

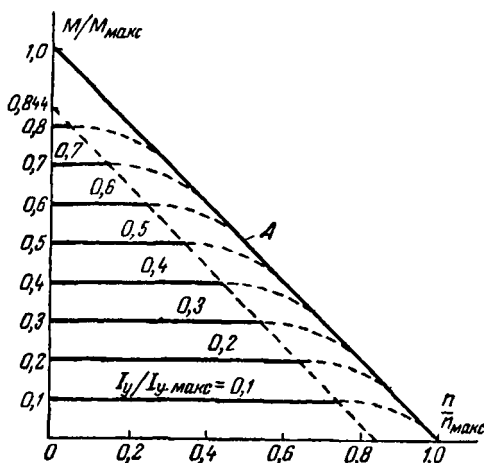


Рис. 31. Механические характеристики двигателя постоянного тока с независимым возбуждением при включении цепи якоря на выходе магнитного усилителя, работающего в режиме вынужденного намагничивания.

Уравнение (57) для вращающего момента справедливо при соблюдении условия (58), которое по аналогии с (59) и (60) может быть переписано в следующем виде:

$$\frac{n}{n_{\text{макс}}} + \frac{M}{M_{\text{макс}}} \leq 0,844.$$

Это неравенство соответствует области, заключенной между пунктирной прямой и осями координат на рис. 31. В пределах этой области вращающий момент не зависит от скорости вращения и определяется лишь величиной I_y . При этом в относительных единицах

$$\frac{M}{M_{\text{макс}}} = \frac{I_y}{I_{y, \text{макс}}}.$$

На рис. 31 приведены расчетные механические характеристики двигателя, управляемого магнитным усилителем, работающим в режиме вынужденного намагничивания при различных значениях $I_y/I_{y, \text{макс}}$. Невозможно получить подобные характеристики в случае применения магнитных усилителей с положительной обратной связью.

Б. Измерительные трансформаторы постоянного тока и усилители стабилизированного тока

В связи с тем, что формула (27) соблюдается с большой точностью и для реальных схем, особенно при использовании для сердечников сплавов высокой проницаемости или с прямоугольной петлей гистерезиса, схему рис. 16,а часто применяют для измерений больших постоянных токов, достигающих многих десятков тысяч ампер. Обмотка w_y в таких случаях обычно выполняется в виде одного проходного витка из толстой шины, а вместо сопротивлений R_n включается измерительный прибор постоянного тока. Такое устройство, выполняемое по схеме рис. 16,а, называют измерительным трансформатором постоянного тока. Измерительные трансформаторы постоянного тока позволяют осуществлять измерения больших постоянных токов обычными одноамперными приборами с точностью 0,5% при значительных колебаниях напряжения источника переменного тока. Подобные измерительные трансформаторы постоянного тока работают в режиме вынужденного намагничивания, и поэтому выпрямленный ток на выходе повторяет без запаздывания все изменения измеряемого тока, в том числе и скачкообразные [Л. 6].

Рис. 32. Источник стабилизированных постоянных токов.

Измерительные трансформаторы постоянного тока по существу не являются магнитными усилителями. Однако свойства таких трансформаторов нередко используются для построения магнитных усилителей стабилизированного тока. Допустим, что имеется слабый источник стабильного постоянного тока I_0 и требуется получить другие значения стабильного постоянного тока $I_{01}, I_{02}, \dots, I_{0n}$ большей мощности. Решение этой задачи может быть достигнуто при помощи схемы рис. 32, состоящей из n магнитных усилителей, работающих в режиме вынужденного намагничивания. В последовательно включенных обмотках управления всех усилителей через большую индуктивность L_d поступает первичный (усиливаемый) постоянный ток I_0 . Так как при соблюдении условия $I_{0n} \leq 0,844 I_{0n, \text{макс}}$ ток в рабочих обмотках w_{pn} соответствующего усилителя имеет прямоугольную форму (при применении соответ-

вующих сердечников), то обычно можно обходиться без сглаживающих фильтров на выходе выпрямителей или же ограничиться параллельным включением емкости.

Отношение чисел витков управляющих и рабочих обмоток (w_y/w_p) для данного усилителя берется равным отношению вторичного и первичного стабилизированных токов (I_{0n}/I_0).

В. Суммирующие магнитные усилители

В качестве суммирующих могут быть использованы как усилители без обратной связи, так и усилители с обратной связью. Однако первые имеют ряд особенностей, которые часто заставляют отдать им предпочтение. Этими особенностями являются: а) независимость тока нагрузки от полярности суммарного сигнала на входе усилителя и б) высокая стабильность коэффициента усиления по току.

В суммирующем магнитном усилителе для каждого из суммируемых токов $I_{y1}, I_{y2}, I_{y3}, \dots$ предусматривается своя обмотка управления $w_{y1}, w_{y2}, w_{y3}, \dots$, что позволяет устранить гальваническую связь между цепями сигналов и придать суммируемым токам различные веса (коэффициенты) и знаки. По существу суммируются не токи, а создаваемые ими намагничивающие силы, и в случае идеального суммирующего усилителя, выполненного на основе схемы рис. 16, а, для тока нагрузки имеем:

$$I_n = \frac{1}{w_p} |I_{y1}w_{y1} + I_{y2}w_{y2} + \dots + I_{yn}w_{yn}|. \quad (61)$$

Подобный суммирующий магнитный усилитель может быть использован, в частности, для преобразований цифрового кода в аналоговый. Допустим, например, что токи $I_{y1}=I_{y2}=\dots=I_{yn}$ и что они подаются на вход усилителя при наличии двоичной единицы в соответствующем разряде (1-м, 2-м, 3-м, ..., n -м) двоичного числа. Если выбрать числа витков входных обмоток согласно соотношений

$$w_{yn} = 2w_{yn-1} = \dots = 2^{n-2}w_{y2} = 2^{n-1}w_{y1},$$

то ток I_n на выходе усилителя будет аналоговым эквивалентом преобразуемого двоичного числа. Отметим, что для повышения точности преобразования обычно компенсируют начальное значение тока ($I_{x,x}$), имеющегося на выходе реальных усилителей при отсутствии сигнала на входе.

В некоторых случаях требуется получить следующий характер зависимости выходного напряжения U_n (или тока) от ряда сигналов $I_1, I_2, \dots, I_n$, поступающих на вход усилителя:

$$U_n = K_1|I_1 + K_2I_2 + K_3I_3 + \dots| \pm K_{11}|I_{11} + K_{12}I_{12} + K_{13}I_{13} + \dots|. \quad (62)$$

При этом входные сигналы могут иметь любую полярность. Эта задача легко решается при помощи двух магнитных усилителей, включаемых по схеме рис. 33 (применительно к случаю, когда перед коэффициентом K_{11} в формуле (62) стоит знак «минус»).

Интересно отметить, что если в этой схеме использовать одинаковые сердечники для обоих усилителей, то при выборе

$$\frac{R_1}{w_{p1}} = \frac{R_2}{w_{p2}} \quad (63)$$

влияния начальных токов усилителей ($I_{x.x}$) взаимно компенсируются. В этом случае для отдельных коэффициентов в формуле (62) имеем:

$$K_1 = R_1 \frac{w_{y1}}{w_{p1}}; K_2 = K_1 \frac{w_{y2}}{w_{y1}}; K_{11} = K_1 \frac{w_{y11}}{w_{y1}} \text{ и т. д.}$$

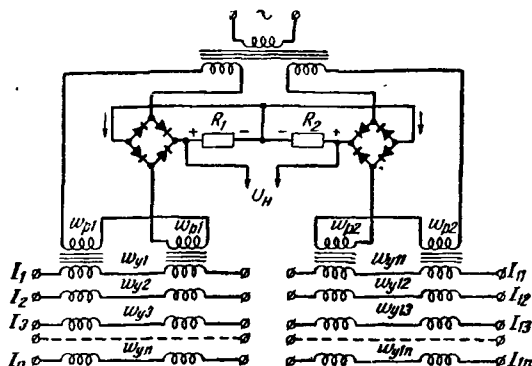


Рис. 33. Суммирующий магнитный усилитель.

Иногда для расширения возможностей выбора значений R_1 и R_2 и числа витков обмоток целесообразно отказаться от условия (63).

Г. Усилитель меньшего из двух сигналов, управляемый ограничитель максимального тока и бесконтактный переключатель двух токов

Прежде всего отметим, что вместо суммирования напряжений на сопротивлениях по схеме рис. 33 можно осуществить суммирование токов в третьем магнитном усилителе. Применение трех магнитных усилителей без обратной связи, выполненных по схеме рис. 16,а, позволяет решить еще три интересные задачи.

Допустим, что имеется два независимых сигнала (I_{y1} и I_{y2}) и требуется, чтобы ток нагрузки определялся лишь наиболее слабым из этих сигналов. Эта задача решается при помощи схемы рис. 34 [Л. 7]. На вход усилителя МУ-1 подается сумма этих сигналов ($I_{y1} + I_{y2}$), а на вход такого же усилителя МУ-2 — их разность ($I_{y1} - I_{y2}$). Выходные токи I_{n1} и I_{n2} этих двух усилителей подаются на вход третьего усилителя (МУ-3) таким образом, чтобы их магнитные поля были направлены встречно. Очевидно, что для тока на выходе усилителя МУ-3 имеем:

$$I_n = K_s |I_{n1} - I_{n2}|,$$

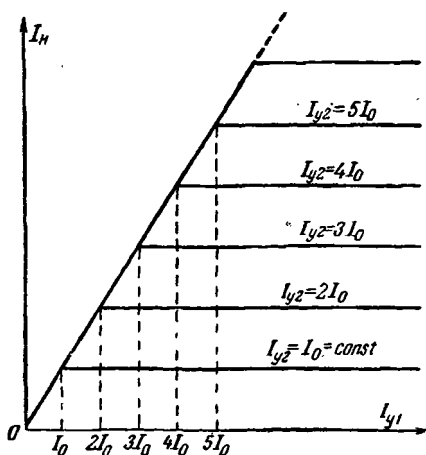
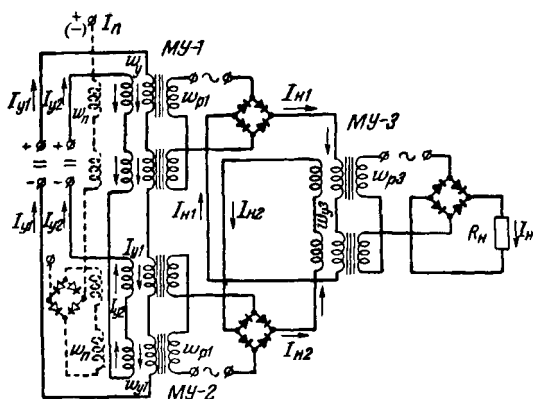


Рис. 34. Примеры применения магнитных усилителей без обратной связи.

a — схема включения трех усилителей, позволяющая осуществить: 1) усилитель меньшего из двух сигналов, 2) управляемый ограничитель максимального значения тока нагрузки и 3) бесконтактный переключатель двух токов; *б* — характеристики схемы при использовании ее в качестве управляемого ограничителя.

где K_3 — коэффициент усиления по току этого усилителя. Токи I_{n1} и I_{n2} соответственно равны:

$$I_{n1} = K_1 |I_{y1} + I_{y2}| \text{ и } I_{n2} = K_1 |I_{y1} - I_{y2}|.$$

Поэтому для тока нагрузки имеем:

$$I_n = K_1 K_3 [|I_{y1} + I_{y2}| - |I_{y1} - I_{y2}|]. \quad (64)$$

Из выражения (64) видно, что при $I_{y1} > I_{y2}$

$$I_n = 2K_1 K_3 I_{y2}. \quad (65)$$

Если же $I_{y2} > I_{y1}$, то

$$I_n = K_1 K_3 [(I_{y1} + I_{y2}) - (I_{y2} - I_{y1})] = 2K_1 K_3 I_{y1}.$$

Допустим, что ток I_{y2} представляет собой сигнал, служащий для ограничения максимального тока нагрузки, который не может превышать значения, определяемого формулой (65). Тогда характеристики усилителя для различных значений $I_{y2} = \text{const}$ будут иметь вид, показанный на рис. 34,б.

Наконец, если добавить в магнитные усилители *МУ-1* и *МУ-2* еще одну обмотку управления (w_n), показанную на рис. 34,а пунктиром, то легко осуществить бесконтактный «переключатель» токов I_{y1} и I_{y2} . Действительно, подадим в эту новую обмотку ток I_n , создающий намагничивающую силу

$$I_n w_n > |I_{y1} w_{y1}| + |I_{y2} w_{y1}|.$$

Если положительное направление тока I_n в обмотках w_n таково, что намагничивающая сила $I_n w_n$ в сердечниках усилителя *МУ-1* совпадает по направлению с н. с., создаваемой токами I_{y1} и I_{y2} , а в сердечниках усилителя *МУ-2* совпадает по направлению лишь с $I_{y2} w_{y1}$ и имеет противоположное направление относительно $I_{y1} w_{y1}$ (при любом направлении тока I_n), то для тока нагрузки получаем независимо от величины тока I_{y2} :

$$I_n = 2K_1 K_3 I_{y1}.$$

При изменении направления тока I_n получаем:

$$I_n = 2K_1 K_3 I_{y2}.$$

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

ДВУХТАКТНЫЕ МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ С ВЫХОДОМ НА ПЕРЕМЕННОМ ТОКЕ

Двухтактные магнитные усилители, называемые также реверсивными усилителями, отличаются тем, что при изменении полярности усиливаемого сигнала изменяется полярность выходного напряжения. При выходе на переменном токе изменяется фаза выходного напряжения на 180° . В настоящей главе по-прежнему ограничимся рассмотрением усилителей без обратной связи. Ввиду того, что в двухтактных усилителях с выходом на постоянном токе, как пра-

вило, используют положительную обратную связь, они будут рассмотрены во второй книге, посвященной магнитным усилителям с обратной связью.

Двухтактные магнитные усилители обычно выполняются путем соответствующего соединения двух одноктактных усилителей, рассмотренных в предыдущей главе. Однако существуют некоторые специальные типы, которые не представляют собой простого соединения двух одноктактных усилителей. К их числу относятся, в частности, усилители с выходом на удвоенной частоте.

15. ОСНОВНЫЕ СХЕМЫ УСИЛИТЕЛЕЙ С ВЫХОДОМ НА НЕСУЩЕЙ ЧАСТОТЕ

А. Дифференциальные схемы

Двухтактные магнитные усилители с выходом на несущей частоте применяются главным образом для управления и реверсирования двигателями переменного тока, а также в качестве балан-

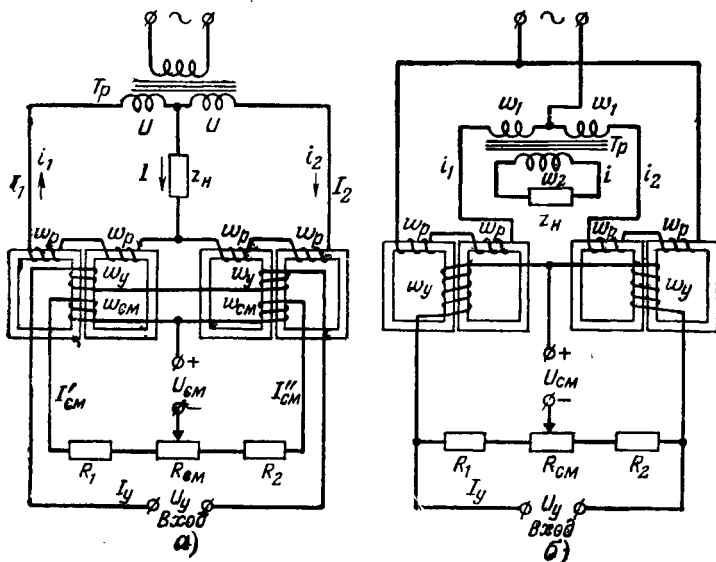


Рис. 35. Двухтактные дифференциальные схемы включения магнитных усилителей.

ных магнитных модуляторов, часто называемых усилителями напряжения. Последние будут рассмотрены в гл. 5.

Рассмотрим сначала основные схемы включения двух одноктактных усилителей. На рис. 35,а приведена дифференциальная схема включения двух одинаковых дроссельных усилителей. Оба усилителя питаются от трансформатора Tr с двумя одинаковыми вто-

ричными обмотками. Токи смещения $I'_{см}$ и $I''_{см}$, поступающие в обмотки $\omega_{см}$, создают начальное подмагничивающее поле. Переменное сопротивление $R_{см}$ служит для балансировки (установки нуля) усилителя при отсутствии сигнала на его входе. Ток усиленного сигнала I_y поступает в обмотки ω_y и создает магнитное поле, совпадающее по направлению с полем смещения в одной паре сердечников и имеющее противоположное направление в другой паре. Поэтому ток I_1 в обмотках ω_p одного усилителя растет, а ток I_2 в обмотках ω_p другого усилителя уменьшается, и на выходе усилителя появляется соответствующий ток нагрузки, мгновенное значение которого

$$i = i_1 - i_2.$$

При отсутствии сигнала на входе усилителя $i_1 = i_2$ и ток нагрузки равен нулю.

На рис. 36 показан характер зависимости тока на выходе двухтактного усилителя I и токов I_1 и I_2 в соответствующих обмотках

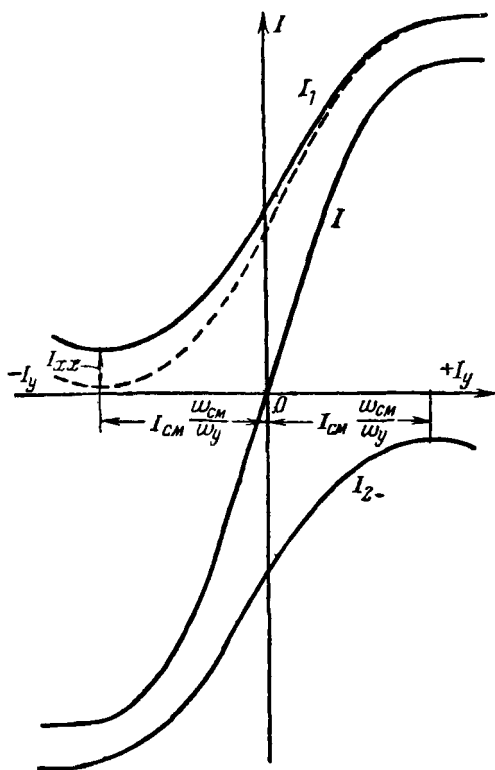


Рис. 36. Характеристика усилителя по схеме рис. 35,а.

ω_p от управляющего тока. Переход характеристики усилителя через нуль означает, что при изменении полярности усиливаемого сигнала I_y переменный ток нагрузки меняет свою фазу на 180° . Отметим, что в общем случае токи I_1 и I_2 в обмотках ω_p отдельных усилителей сдвинуты по фазе и поэтому ток нагрузки I не представляет собой алгебраической разности токов I_1 и I_2 . При некотором значении усиливаемого тока I_y , несколько превышающем $I_{cm} \omega_{cm}/\omega_y$, т. е. когда напряженности поля сигнала превышает напряженность поля смещения, ток на выходе усилителя достигает своего максимального значения. При дальнейшем увеличении управляющего тока I_y за пределы рабочей области усилителя ток на выходе усилителя постепенно уменьшается потому, что ток на выходе того усилителя, у которого I_y и I_{cm} имеют противоположные направления, начинает

увеличиваться пропорционально абсолютной величине $\left| I_y - I_{cm} \frac{\omega_{cm}}{\omega_y} \right|$.

Пунктирная кривая на рис. 36 представляет собой характеристику одного из однотактных усилителей схемы рис. 35,а, полученную при таких же значениях напряжения питания, сопротивления нагрузки и тока смещения, как и в двухтактной схеме. Видно, что после включения усилителя в двухтактную схему произошло существенное изменение его статической характеристики, снизился коэффициент усиления по току (т. е. крутизна характеристики) и, что особенно важно, значительно повысился минимальный ток $I_{х.х}$ усилителя. Это объясняется тем, что по мере повышения тока на выходе одного из усилителей (например, I_2) растет напряжение на зажимах обмоток ω_p другого усилителя, которое равно геометрической сумме напряжения питания U и напряжения на нагрузке

$I Z_n$. Если, например, при $I_y = I_{cm} \frac{\omega_{cm}}{\omega_y}$ можно пренебречь падением

напряжения на обмотках ω_p усилителя, у которого магнитные поля сигнала и смещения совпадают по направлению, то к обмоткам ω_p второго усилителя, для которого эти поля взаимно компенсируются, окажется приложенным удвоенное напряжение источника питания $2U$. Это обстоятельство ограничивает величину переменной составляющей индукции B_{m0} при отсутствии сигнала, которая может быть выбрана для двухтактных усилителей с выходом на переменном токе. Если для однотактных усилителей мощность на выходе усилителя растет пропорционально B_{m0}^2 , то для рассматриваемого двухтактного усилителя повышение величины B_{m0} сверх некоторого определенного оптимального значения приводит к снижению мощности на выходе усилителя вследствие большего повышения $I_{х.х}$.

Дифференциальный трансформатор Tr может быть включен не только со стороны источника питания, как в схеме рис. 35,а, но и со стороны нагрузки (рис. 35,б). В последнем случае для мгновенного значения тока нагрузки имеем:

$$i = (i_1 - i_2) \frac{\omega_1}{\omega_2},$$

где ω_1 и ω_2 — число витков первичной и вторичной обмоток трансформатора. Свойства усилителей практически не зависят от способа включения трансформатора.

В схеме рис. 35,б одни и те же обмотки ψ_y используются как для усищаемого сигнала, так и для тока смещения методом, предложенным академиками Л. И. Мандельштамом и Н. Д. Папалекси. Обмотки управления ψ_y и сопротивления R_1 , R_2 и $R_{см}$ образуют мостовую схему, и ток смещения практически не поступает в источник усищаемого сигнала, а усищаемый сигнал не поступает в источник тока смещения. При этом, поскольку сопротивление $R_1 + R_2 + R_{см}$ выбирается значительно больше сопротивления обмоток ψ_y , усищаемый ток практически поступает лишь в обмотки ψ_y . При наличии отдельной обмотки управления на каждом сердечнике можно включить все четыре обмотки ψ_y по мостовой схеме и напряжение смещения подать к двум противоположным вершинам моста, а усищаемый сигнал — к двум другим вершинам. Указанные способы использования одних и тех же обмоток для усищаемого сигнала и тока смещения могут быть применены и в других двухтактных усилителях, рассматриваемых в настоящей главе.

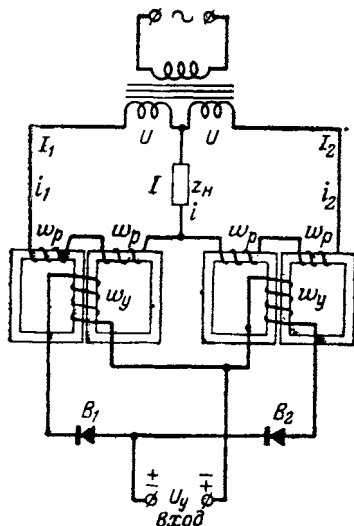


Рис. 37. Двухтактный усилитель без смещения.

В некоторых случаях на выходе усилителя включается нагрузка, представляющая собой какой-либо электромагнитный механизм или двигатель с двумя одинаковыми обмотками. Включая эти обмотки на выходе соответствующих одноконтных усилителей в схеме рис. 35,б вместо первичных обмоток ψ_1 трансформатора Tr , получим двухтактный дифференциальный магнитный усилитель без силового трансформатора.

К числу недостатков рассмотренных дифференциальных схем относятся уменьшение тока нагрузки при значительных сигналах и наличие значительного начального тока в обмотках ψ_p усилителя при отсутствии усищаемого сигнала, что обусловлено начальным смещением. Часто переменный ток в обмотках усилителя при $I_y = 0$ достигает 50—70% своего максимального значения и вызывает заметные потери, особенно у более мощных усилителей. На рис. 37 приведена схема дифференциального магнитного усилителя без начального смещения, который свободен от указанных недостатков. В этой схеме благодаря применению двух однополупериодных выпрямителей B_1 и B_2 управляющий ток подмагничивает лишь один из усилителей. При изменении полярности усищаемого сигнала подмагничивается второй усилитель и фаза тока нагрузки изменяется на 180° .

Для мощных магнитных усилителей применение схемы без начального смещения и с блокировочными вентилями в цепи управления

ния дает значительное повышение к. и. д. усилителя и часто позволяет уменьшить размеры усилителя вследствие уменьшения потерь в обмотках переменного тока при отсутствии сигнала и благодаря упразднению обмоток смещения. Кроме того, исключена возможность уменьшения тока нагрузки при больших сигналах. В схеме без начального подмагничивания почти вся мощность усиливаемого сигнала расходуется лишь в одной из управляющих обмоток (имеются некоторые потери в выпрямителе), а сечение провода и число витков этой обмотки могут быть увеличены ввиду отсутствия обмотки смещения. Поэтому в области максимальной отдачи усилитель без начального смещения (рис. 37) имеет коэффициент усиления мощности такого же порядка, как усилитель с начальным смещением (рис. 35). Однако в области слабых сигналов усилитель с начальным смещением дает более значительное усиление, чем усилитель без смещения, так как введение смещения позволяет работать на том участке характеристики усилителя, который имеет наибольшую крутизну. Кроме того, при слабых сигналах, как известно, выпрямители B_1 и B_2 в схеме без смещения имеют небольшой коэффициент выпрямления и повышенное сопротивление, которые снижают чувствительность усилителя к слабым сигналам. Характеристика усилителей, осуществленных по схеме рис. 37, в начальной области значительно отличается от линейной.

Одним из наиболее существенных недостатков усилителя без начального смещения является значительное изменение фазы выходного напряжения по мере изменения сигнала на входе усилителя. Это объясняется тем, что при повышении усиливаемого тока I_y индуктивное (внутреннее) сопротивление усилителя непрерывно уменьшается, вызывая соответствующее изменение фазы выходного напряжения. В схемах рис. 35 с начальным смещением усиливаемый сигнал вызывает повышение индуктивности одного одноконтурного усилителя и уменьшение индуктивности другого. При этом индуктивное (внутреннее) сопротивление двухконтурного усилителя в целом и, следовательно, фаза выходного напряжения относительно мало изменяются. Значительное изменение фазы выходного напряжения часто затрудняет применение усилителей без смещения для управления двухфазными асинхронными двигателями и другими механизмами, работа которых зависит от сдвига фаз между напряжениями на их сетевой обмотке и на управляемой обмотке, включаемой на выходе магнитного усилителя.

Б. Мостовая схема

Существенным недостатком дифференциальных магнитных усилителей, выполняемых по схемам рис. 35 и 37, является наличие в них трансформатора Tr . От этого недостатка свободен двухконтурный магнитный усилитель, выполненный по мостовой схеме рис. 38, впервые предложенный еще в 1925 г. академиками Л. И. Мандельштамом и Н. Д. Папалекси. Указанная схема состоит из четырех сердечников, обмотки переменного тока которых w_p соединяются по мостовой схеме. К двум противоположным вершинам моста подводится напряжение источника питания U , а к двум другим подключается нагрузка Z_n . Включение обмоток осуществляется таким образом, чтобы обмотки w_p , относящиеся к парным сердечникам (т. е.

к сердечникам, имеющим общие обмотки смещения и управления), оказались в противоположных плечах моста. При отсутствии сигнала на входе усилителя индуктивности всех обмоток ω_p одинаковы и мост уравновешен. Поэтому напряжение между вершинами А и Б, к которым подключена нагрузка Z_n , равно нулю. Как и в схеме рис. 35, а, ток усиленного сигнала I_y создает магнитное поле, совпадающее с полем смещения в одной паре сердечников и имеющее противоположное направление в другой паре. Индуктивность обмоток ω_p уменьшается у той пары сердечников, у которой магнитные поля смещения и сигнала совпадают по направлению, и увеличивается у двух других обмоток ω_p . Так как обмотки ω_p , индуктивность которых уменьшается, находятся в противоположных плечах моста, то нарушается равновесие моста и соответствующее напряжение появляется на зажимах нагрузки. Изменение полярности сигнала вызывает изменение фазы выходного напряжения на 180° .

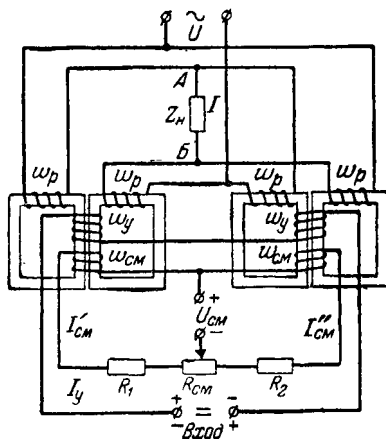


Рис. 38. Двухтактный усилитель, выполненный по мостовой схеме.

Несмотря на существенное отличие способа соединения обмоток переменного тока в мостовой схеме от основных способов соединения обмоток, рассмотренных в § 10, ток в нагрузке Z_n , включенной в диагональ моста, не содержит четных гармоник. Точно так же ток, протекающий в подводящих проводах цепи питания, содержит лишь нечетные гармоники.

При соединении обмоток усилителей, выполненных по мостовой схеме, необходимо учесть следующее весьма важное обстоятельство. При изменении постоянных составляющих магнитных потоков в сердечниках, обусловленном усиливаемым сигналом, суммарная э. д. с., индуктируемая в любом замкнутом контуре, образуемом обмотками переменного тока ω_p схемы рис. 38, равна или близка нулю. Если же поменять местами концы каждой из обмоток постоянного тока или каждой из обмоток переменного тока одной пары сердечников в схеме рис. 38, то получим магнитный усилитель с повышенной инерционностью, хотя его статическая характеристика $I_n = f(I_y)$ практически не изменяется. Действительно, после такой перемены э. д. с., индуктируемые во всех четырех обмотках переменного тока при изменении сигнала, суммируются и обуславливают значительное увеличение инерционности усилителя. Поэтому для получения минимальной инерционности всегда следует соединять обмотки усилителя, выполненного по мостовой схеме, согласно рис. 38.

Как и дифференциальные усилители, мостовой усилитель также может быть выполнен без начального смещения с подачей усиливаемого сигнала на вход управляющих обмоток той или другой пары

сердечников через соответствующие блокирующие вентили по аналогии со схемой рис. 37.

Характеристика $I=f(I_y)$ мостового усилителя имеет такой же вид, как характеристика дифференциального усилителя, приведенная на рис. 36.

В. Трансформаторная схема

На рис. 39 показан двухтактный магнитный усилитель, образованный дифференциальным включением двух одинаковых однотактных трансформаторных усилителей, выполненных по схеме рис. 17,б.

Первичные обмотки w_1 обоих однотактных усилителей включаются последовательно к источнику питания. К зажимам встречно включенных вторичных обмоток w_2 подключается нагрузка Z_H . Обозначим через u' мгновенное значение напряжения на зажимах первичных обмоток w_1 первого усилителя, а u'' — второго усилителя. Напряжение источника питания равно $u = u' + u''$, а напряжение нагрузки

$$u_H = \frac{w_2}{w_1} (u' - u'').$$

При отсутствии сигнала на входе усилителя индуктивности всех первичных обмоток w_1 одинаковы, и напряжение источника питания равномерно распределяется между этими обмот-

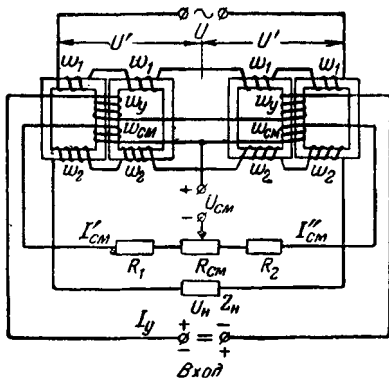


Рис. 39. Двухтактный усилитель, выполненный по дифференциальной трансформаторной схеме.

ками, т. е. $u' = u'' = \frac{u}{2}$ и напряжение u_H на выходе усилителя равно

нулю. Усиливаемый сигнал создает магнитное поле, совпадающее по направлению с магнитным полем смещения в одной паре сердечников и имеющее противоположное направление в другой паре. В соответствии с этим индуктивность одной пары обмоток w_1 падает и уменьшается падение напряжения, например U'' , на этих обмотках. Индуктивность первичных обмоток w_1 другого однотактного усилителя повышается, и соответственно растет падение напряжения U' на обмотках w_1 этого усилителя, и на выходе двухтактного усилителя появляется соответствующее напряжение. При изменении полярности усиливаемого сигнала фаза выходного напряжения изменяется на 180° . Соответствующим выбором числа витков вторичных обмоток w_2 можно получить любое напряжение U_H на выходе усилителя независимо от напряжения источника питания. Схема рис. 39 совмещает, таким образом, функции усилителя и трансформатора.

16. СХЕМЫ С УМЕНЬШЕННЫМ КОЛИЧЕСТВОМ СЕРДЕЧНИКОВ

Применение четырех сердечников для рассмотренных двухтактных усилителей обусловлено желанием исключить четные гармоники из кривой напряжения на выходе усилителя и, что обычно более существенно, устранить возможность трансформации напряжения несущей частоты из цепи нагрузки в цепь управления. Разумеется, каждая пара сердечников в рассмотренных схемах может быть заменена одним трехсердечниковым сердечником, который иногда находит применение, преимущественно для более мощных усилителей.

Если источник усиливаемого сигнала обладает значительной индуктивностью, то часто можно уменьшить число сердечников в двухтактных усилителях, так как эта индуктивность ограничивает величину переменного тока основной частоты, наводимого в цепи управления. На рис. 40 приведены типичные схемы двухтактных усилителей, содержащих уменьшенное число сердечников. Эти схемы могут быть применены и при небольшом индуктивном сопротивлении источника усиливаемого сигнала, если в цепи управления включить сопротивление Z_d для ограничения величины переменного тока, наводимого в этой цепи. В качестве такого сопротивления обычно используется дроссель, имеющий небольшое сопротивление для усиливаемых сигналов постоянного тока, но представляющий собой значительное индуктивное сопротивление переменному току.

В дифференциальной схеме рис. 40,а переменное напряжение, величина которого не зависит от сигнала на входе усилителя и равна $2U \frac{\omega_{cm}}{\omega_p}$, также трансформируется в цепь смещения. Поэтому

для ограничения величины переменного тока в этой цепи включено соответствующее сопротивление Z_{cm} . При отсутствии сигнала на входе усилителя э. д. с., индуцированные в обмотках ω_y , равны по величине и сдвинуты по фазе на 180° и взаимно компенсируются. При наличии сигнала на входе усилителя результирующее напряжение, трансформируемое в цепь управления, равно $2U_n \frac{\omega_y}{\omega_p}$.

В мостовой схеме рис. 40,б на каждом сердечнике имеются две обмотки переменного тока, которые включаются в противоположные плечи моста. Здесь также переменное напряжение, пропорциональное напряжению на нагрузке, появляется в цепи управления лишь при наличии сигнала на входе усилителя. Как в дифференциальной, так и в мостовой схеме переменные магнитные поля в обоих сердечниках усилителя одновременно либо совпадают по направлению с полем смещения, либо имеют противоположное направление. Поэтому можно было бы использовать обмотки ω_p и для осуществления смещения. Это сделано в трансформаторной схеме рис. 40,в. Здесь напряжение источника питания подается на зажимы обмотки ω_1 , расположенной поверх остальных обмоток и охватывающей два сердечника. Вместо одной общей первичной обмотки можно на каждом сердечнике предусмотреть отдельную первичную обмотку. В этом случае эти обмотки включаются противофазно по отношению к вторичным обмоткам.

В трансформаторной схеме рис. 40,а смещение осуществляется при помощи однополупериодного выпрямителя D . Емкость C препятствует проникновению выпрямленного тока в источник питания. Величина тока смещения регулируется сопротивлением $R_{см}$. Очевидно, что оба сердечника в схеме рис. 40,б могут быть заменены одним трехстержневым сердечником, как показано на рис. 40,г. Здесь при отсутствии сигнала на входе усилителя переменный магнитный поток среднего стержня, обусловленный напряжением источника питания, поровну распределяется между крайними стержнями. Во вторичных обмотках w_2 индуцируются одинаковые по величине и противоположные по фазе э. д. с., которые взаимно компенсируются. По-

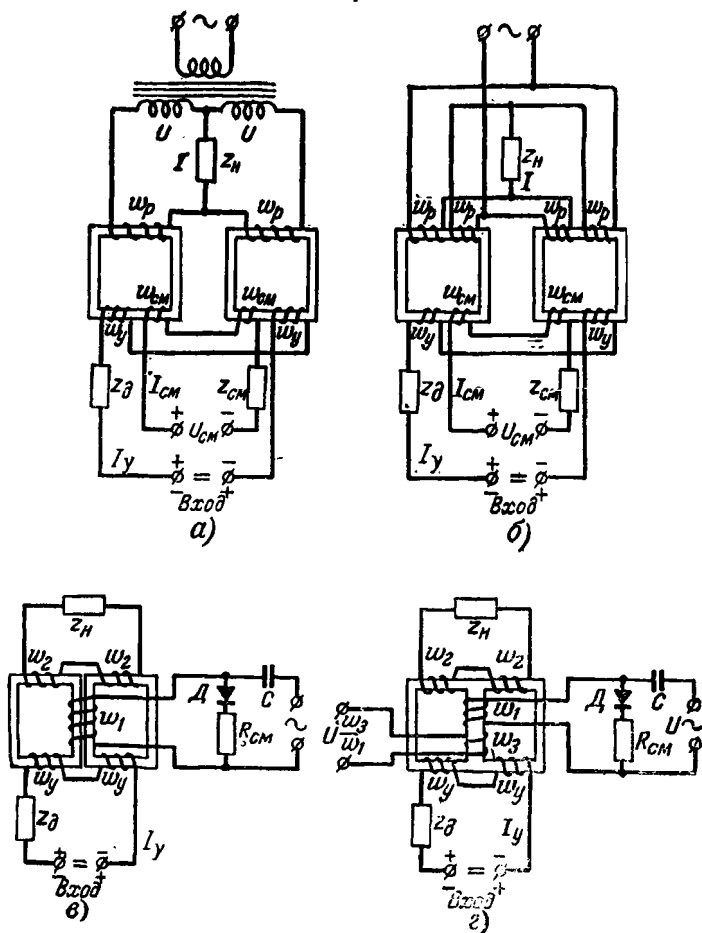


Рис. 40. Двухтактные усилители с уменьшенным числом сердечников.

этому результирующее напряжение на выходе усилителя равно нулю. Магнитное поле сигнала в одном из крайних стержней совпадает по направлению с полем смещения, а в другом крайнем стержне имеет противоположное направление. Там, где магнитные поля сигнала и смещения совпадают по направлению, имеет место повышение магнитного сопротивления ферромагнитного материала и в соответствующий крайний стержень отводится меньшая часть переменного потока среднего стержня. Большая часть переменного потока будет проходить по крайнему стержню, у которого магнитные поля смещения и сигнала имеют противоположные направления. Таким образом, сигнал на входе усилителя вызывает перераспределение переменного потока среднего стержня между крайними стержнями. В обмотках ω_2 теперь будут индуцироваться различные по величине э. д. с., и на выходе усилителя появится напряжение U_n , равное разности напряжений на зажимах двух обмоток ω_2 . При изменении полярности сигнала изменится фаза выходного напряжения на 180° .

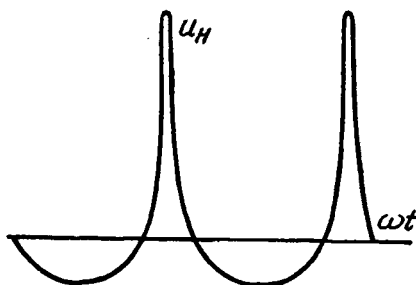


Рис. 41. Форма кривой напряжения на выходе магнитного усилителя, выполненного по одной из схем рис. 40.

Так как переменная составляющая индукции в среднем стержне сердечника в схеме рис. 40,г не зависит от величины сигнала

на входе усилителя (пренебрегаем падением напряжения на емкости), эта схема может одновременно служить и в качестве трансформатора для получения переменных напряжений, отличающихся от напряжения сети, например для питания других элементов устройств, в которых применяется магнитный усилитель. Для этого на среднем стержне помещаются дополнительные обмотки. Например, в обмотке ω_3 , показанной в схеме рис. 40,г, индуцируется э. д. с.

$E_3 \approx U \frac{\omega_3}{\omega_1}$. Очевидно, что и схемы рис. 40,б и в также могут быть

использованы одновременно и в качестве трансформаторов. В первой из этих схем вторичные обмотки включаются аналогично обмоткам смещения. Одновременное применение усилителя и в качестве трансформатора оказывается целесообразным в тех случаях, когда мощность усилителя значительно превышает мощность трансформатора.

В трансформаторных схемах рис. 40,в и г нет надобности в отдельной обмотке управления. Обмотка ω_2 может совмещать функции выходной обмотки и обмотки управления. В случае различных обмоток в цепи управления при наличии сигнала на входе усилителя

появляется переменное напряжение, равное $U_n \frac{\omega_y}{\omega_2}$.

Недостатком схем рис. 40, как указывалось, является наличие четных гармоник в выходном напряжении, вследствие которых кри-

вая выходного напряжения имеет несимметричную по отношению к оси времени форму, показанную на рис. 41. Значительное улучшение формы кривой выходного напряжения достигается частичной настройкой выхода усилителя в резонанс на несущей частоте, что осуществляется включением соответствующего конденсатора параллельно выходу усилителя. Настройка выходной цепи в резонанс широко применяется и в остальных двухтактных усилителях, рассмотренных выше, как с целью улучшения формы кривой выходного напряжения, так и потому, что она дает существенное повышение коэффициента усиления.

17. СРАВНЕНИЕ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ, МОСТОВОЙ И ТРАНСФОРМАТОРНОЙ СХЕМ

Три основные схемы двухтактных усилителей с выходом на переменном токе — дифференциальная (рис. 35), мостовая (рис. 38) и трансформаторная (рис. 39) — легко преобразовываются одна в другую и никаких принципиальных различий не имеют.

Теоретические и экспериментальные исследования показывают, что характеристики всех трех схем практически совпадают, если для усилителей применяются одни и те же сердечники, работающие в одинаковом режиме. Хотя все три схемы эквивалентны друг другу и взаимозаменяемы с точки зрения отдаваемой усилителем мощности и коэффициента усиления, каждая из них имеет свои достоинства, определяющие область ее применения.

Наиболее простой из всех трех схем является мостовая схема. Она выгодно отличается от дифференциальной схемы отсутствием трансформатора питания. По сравнению с трансформаторной мостовая схема обладает более высоким η , так как потери в обмотках переменного тока трансформаторной схемы примерно вдвое выше, чем в обмотках переменного тока мостовой схемы. При максимальной отдаче это объясняется тем, что в трансформаторной схеме переменный ток протекает по всем первичным и вторичным обмоткам усилителя, в то время как в мостовой схеме переменный ток протекает главным образом по обмоткам лишь одной пары сердечников. При отсутствии усиливаемого сигнала потери в первичных обмотках трансформаторной схемы также примерно вдвое больше, чем в обмотках переменного тока мостовой схемы, так как в трансформаторной схеме вследствие наличия вторичных обмоток площадь окна, занимаемая первичной обмоткой, меньше площади окна, занимаемой обмоткой переменного тока в мостовой схеме. Потери же при одинаковых режимах работы обратно пропорциональны площади окна, занимаемой обмоткой переменного тока.

Таким образом, если требуется двухтактный магнитный усилитель с выходом на переменном токе несущей частоты без обратной связи, то следует, как правило, применять мостовую схему. Эта схема находит применение во многих случаях, когда и не требуется двустороннего действия усилителя, т. е. когда нет необходимости реакции усилителя на изменение полярности усиливаемого сигнала. В частности, ее применяют вместо одноктактных усилителей в тех случаях, когда наличие начального тока холостого хода на выходе усилителя недопустимо. При этом ток на выходе усилителя часто выпрямляется, например для подачи в обмотку возбуждения генератора, в обмотку реле, в измерительный прибор и т. п.

Так как напряжение на выходе мостовой схемы всегда меньше напряжения источника питания, то эта схема может применяться лишь в тех случаях, когда напряжение источника питания превышает требуемое максимальное напряжение на выходе усилителя, по крайней мере в 1,3—1,5 раза. В тех случаях, когда максимальное напряжение на выходе усилителя должно превышать напряжение источника питания или когда оно, напротив, должно быть много меньше питающего напряжения, обычно целесообразно использовать трансформаторную схему, позволяющую в достаточно широких пределах получить любое выходное напряжение независимо от напряжения источника питания. Применение мостового усилителя в указанных случаях потребовало бы осуществления питания или включения нагрузки через повышающий или понижающий трансформатор.

Положительная обратная связь часто значительно проще осуществляется при дифференциальном включении усилителей, чем при включении их по трансформаторной схеме, а часто и по мостовой схеме. Поэтому дифференциальные схемы, подобные приведенным на рис. 35, широко применяются для двухтактных усилителей с положительной обратной связью. Отметим, что если в устройстве, для которого предназначен магнитный усилитель, имеется силовой трансформатор, то нет необходимости в отдельном трансформаторе для дифференциального магнитного усилителя. Последний можно питать от общего силового трансформатора, для чего на нем предусматривается дополнительная вторичная обмотка с выводом от средней точки.

Двухтактные магнитные усилители с уменьшенным числом сердечников (рис. 40) применяются преимущественно на небольшую мощность с целью упрощения конструкции усилителя.

18. ХАРАКТЕРИСТИКИ ДВУХТАКТНЫХ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Если теоретически определить характеристики идеального двухтактного усилителя тем же методом, который был использован при анализе идеального однотактного усилителя (§ 11), то получим следующие основные результаты [Л. 1].

Максимально возможное (среднее) значение тока на выходе усилителя, выполненного по дифференциальной схеме рис. 35,а или по мостовой схеме рис. 38, определяется формулой

$$I_{н. макс} = \frac{2U_m}{\pi(R_0 + R_n)} = \frac{U}{1,11(R_0 + R_n)}, \quad (66)$$

т. е. определяется точно таким же выражением, как и для максимального значения тока на выходе однотактного усилителя. Это естественно, так как максимальное значение тока на выходе идеального двухтактного усилителя, например по дифференциальной схеме рис. 35,а, достигается, когда в одном из однотактных усилителей магнитные поля сигнала и смещения, будучи направлены встречно, равны по величине ($I_y \omega_y = I_{см} \omega_{см}$) и взаимно компенсируются. При этом ток на выходе этого однотактного усилителя, например I_2 , равен нулю. Ток нагрузки оказывается равным току

на выходе другого однотактного усилителя ($I_n = I_1$), у которого магнитные поля сигнала и смещения складываются.

Однако между однотактными и двухтактными магнитными усилителями имеется важное принципиальное различие, заключающееся в том, что для последних необходимо выбрать начальное значение переменной составляющей индукции B_{m0} , определяемое формулой (51), примерно вдвое меньше максимального допустимого значения $B_{m0} = B_s$ для однотактных усилителей. Соответственно при одинаковых сердечниках и числах витков рабочих обмоток w_p питающее напряжение двухтактных усилителей ($U_{д.т}$) должно быть вдвое меньше максимально допустимого значения питающего напряжения однотактного усилителя ($U_{0.т}$). Объясняется это тем, что после насыщения сердечников одного из однотактных усилителей в схеме рис. 35, а к обмоткам w_p второго однотактного усилителя, ток которого I_2 должен быть равен нулю, оказывается приложено удвоенное питающее напряжение ($2U$). Поэтому если не снизить U вдвое по сравнению с однотактным усилителем, то это удвоенное напряжение вызовет насыщение сердечников второго усилителя и появление значительного тока I_2 на его выходе даже в том случае, когда магнитное поле смещения полностью скомпенсировано магнитным полем сигнала. Ток I_2 , вычитаясь из тока I_1 первого насыщенного усилителя, вызывает существенное снижение тока $I_n = I_1 - I_2$ на выходе усилителя.

Если учесть влияние падения напряжения в активном сопротивлении R_0 обмоток одного из однотактных усилителей, то максимально допустимое значение переменной составляющей индукции B_{m0} для двухтактного усилителя с сердечниками, имеющими идеальную кривую намагничивания, равно:

$$(B_{m0})_{д.т} = B_s \frac{1}{1 + \frac{R_n}{R_n + R_0}} \approx \frac{B_s}{2}. \quad (67)$$

Следует отметить, что даже при соблюдении условия (67) не при всяком значении тока смещения $I_{см}$ или сопротивления нагрузки R_n ток нагрузки I_n может достигать максимального значения, определяемого формулой (67), и не всегда зависимость $I_n = f(I_y)$ является линейной во всем диапазоне изменения I_y . Для получения максимального возможного значения I_n , определяемого формулой (66), и линейной зависимости $I_n = f(I_y)$ необходимо и достаточно, чтобы именно в момент компенсации магнитного поля смещения одного из усилителей полем сигнала ($I_{см}w_{см} - I_yw_y = 0$), а не раньше или позже ток I_1 на выходе другого усилителя достигал своего максимального значения, определяемого формулой (66). Поскольку вплоть до этого значения тока $I_1 = I_{н.макс}$ можно к данному однотактному усилителю применить уравнение идеального магнитного усилителя для среднего значения тока нагрузки I_1 (27)

$$I_1 w_p = I_{см} w_{см} + I_y w_y, \quad (68)$$

то, полагая $I_y = I_{y.макс} = I_{см} w_{см} / w_y$, находим:

$$I_{н.макс} w_p = 2 I_{см} w_{см} = 2 I_{y.макс} w_y. \quad (69)$$

Из (66) и (69) находим следующее выражение, связывающее оптимальное сопротивление нагрузки с величиной тока смещения или максимального сигнала:

$$R_n = \frac{U_m \omega_p}{\pi I_{cm} \omega_{cm}} - R_0 = \frac{U_m \omega_p}{\pi I_{y, \max} \omega_y} - R_0. \quad (70)$$

Так как для второго одноконтурного усилителя

$$I_2 \omega_p = |I_{cm} \omega_{cm} - I_y \omega_y|,$$

то при соблюдении условия (70) для всего рабочего диапазона изменения сигнала $|I_y| \leq I_{cm} \frac{\omega_{cm}}{\omega_y}$ имеем для среднего значения тока нагрузки:

$$I_n = I_1 - I_2 = 2 \frac{\omega_y}{\omega_p} I_y, \quad (71)$$

откуда для коэффициентов усиления по току и мощности, вычисленных по средним значениям тока нагрузки, находим:

$$K_I = 2 \frac{\omega_y}{\omega_p} \text{ и } K_P = 4 \frac{\omega_y^2 R_n}{\omega_p^2 R_y}. \quad (72)$$

Если нас интересует действующее значение переменного тока на выходе усилителя, то необходимо умножить правую часть (71) на коэффициент формы K_f . Часто наибольший интерес представляет действующее значение первой гармоники тока нагрузки. В этом случае следует умножить правую часть (71) на другой коэффициент K_1 . Оба коэффициента (K_f и K_1) являются сложными функциями входного сигнала. Для максимального значения тока нагрузки, когда последний изменяется по синусоидальному закону, $K_f = K_1 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1,11$. Поэтому максимальное действующее значение тока нагрузки равно:

$$I_{\max} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_{n, \max} = 2,22 I_{cm} \omega_{cm} = 2,22 I_{y, \max} \omega_y, \quad (73)$$

а коэффициенты усиления мощности, вычисленные по действующему значению тока нагрузки при максимальной отдаче, равны соответственно:

$$K_I = 2,22 \frac{\omega_y}{\omega_p} \text{ и } K_P = \frac{\pi^2}{2} \cdot \frac{\omega_y^2 R_n}{\omega_p^2 R_y}. \quad (74)$$

При $R_n \gg R_0$ из (70) и (73) находим для максимальной мощности на выходе усилителя:

$$P_{\max} = I_{\max}^2 R_n = \frac{\pi}{2} U_m I_{cm} \frac{\omega_{cm}}{\omega_p} = \frac{\pi}{2} U_m I_{y, \max} \frac{\omega_y}{\omega_p}. \quad (75)$$

Таким образом, до тех пор пока $R_n \gg R_0$, максимальная мощность на выходе данного усилителя растет прямо пропорционально току (I_{cm}) или н. с. смещения ($I_{cm} w_{cm}$). При этом, однако, из (70) и (74) вытекает, что коэффициент усиления по мощности уменьшается обратно пропорционально н. с. смещения:

$$K_p = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{w_y^2 U_m}{w_p w_{cm} R_y I_{cm}}. \quad (76)$$

Перемножая (75) и (76), находим, что у двухтактного усилителя, так же как и у одноктактного, произведение максимальной мощности на коэффициент усиления по мощности является постоянной величиной и не изменяется при изменении тока смещения (или R_n) до тех пор, пока $R_n \gg R_0$:

$$P_{\max} K_p = \frac{\pi^2}{4} \cdot \frac{U_m^2 w_y^2}{R_y w_p^2} = \frac{\pi^2}{2} \cdot \frac{U^2 w_y^2}{R_y w_p^2}. \quad (77)$$

При сопоставлении формул (33') и (77) с первого взгляда напрашивается вывод, что для двухтактных усилителей произведение $P_{\max} K_p$ в 4 раза больше, чем для одноктактных. Однако, учитывая, что для двухтактных усилителей величина питающего напряжения U должна быть вдвое меньше, чем у одноктактных, а R_y получается вдвое больше вследствие последовательного соединения обмоток w_y двух усилителей, справедливым оказывается обратный вывод: произведение максимальной мощности и коэффициента усиления мощности ($P_{\max} K_p$) идеального двухтактного магнитного усилителя вдвое меньше, чем у образующих его одноктактных усилителей.

Если максимально допустимый ток в обмотках усилителя определяется из условия нагрева, то значения максимального тока нагрузки $I_{\max}$ для одноктактного и двухтактного усилителей с одинаковыми сердечниками и обмотками совпадают. Отношение максимальных мощностей этих усилителей в таком случае равно отношению их питающих напряжений, для которого, учитывая (67), имеем:

$$\frac{(P_{\max})_{o.t}}{(P_{\max})_{d.t}} = \frac{U_{o.t}}{U_{d.t}} = \frac{B_s}{(B_m)_{d.t}} = \frac{2R_n + R_0}{R_n + R_0} = 1 + \eta, \quad (78)$$

где $\eta = \frac{R_n}{R_0 + R_n}$ — к. п. д. цепи переменного тока одноктактного усилителя. Из (78) видно, что чем выше к. п. д. цепи нагрузки η , тем меньше выходная мощность двухтактного усилителя $P_{\max}$ по сравнению с одноктактным.

При $\eta = 0,5$ она в 1,5 раза меньше, а при $R_n \gg R_0$ и $\eta \approx 1$ она вдвое меньше, чем у идеального одноктактного усилителя. Учитывая, что в двухтактном усилителе имеются два одноктактных, габариты и вес двухтактного усилителя при одинаковой выходной мощности оказываются примерно в 4 раза больше одноктактного, не считая питающего трансформатора.

Добротность идеального двухтактного усилителя определяется формулой

$$G = \frac{K_p}{\tau_y} = 4f \frac{2\eta}{1+\eta},$$

и практически имеет такую же величину (44), как и одноктактный усилитель. Это объясняется тем, что, во-первых, последовательное соединение обмоток управления двух одинаковых усилителей не изменяет их суммарную постоянную времени τ_y , во-вторых, коэффициент усиления мощности двухтактного усилителя примерно такой же, как у одноктактного.

На рис. 42 приведены характеристики идеального усилителя по схеме рис. 35,а или рис. 38. Кривые на рис. 42,а получены для начального значения переменной составляющей индукции B_{m0} , не превышающей величины, определяемой формулой (67). Прямая ОК соответствует выбору оптимального смещения согласно формуле (69): $I_{cm}\omega_{cm} = 0,5 I_{н.макс}\omega_p$. Ломаная характеристика OMN получается при выборе завышенного значения тока смещения ($I_{cm}\omega_{cm} = 0,8 I_{н.макс}\omega_p$). Расположение точки M зависит от отношения R_0/R_n , которое для кривой OMN было взято равным единице. С уменьшением отношения R_0/R_n точка M перемещается в направлении к точке K .

Характеристика OPQ на рис. 42,а соответствует заниженному значению тока смещения ($I_{cm}\omega_{cm} = 0,375 I_{н.макс}\omega_p$). Здесь линейная зависимость $I_n = f(I_y)$ сохраняется лишь до достижения равенства $I_y\omega_y = I_{cm}\omega_{cm}$, после чего усилитель работает в режиме ограничителя, рассмотренном в § 15, при котором

$$I_n \leq 2 \frac{\omega_{cm}}{\omega_p} I_{cm}. \quad (79)$$

На рис. 42,а пунктиром показаны падающие участки характеристики усилителя, которые наблюдаются при больших сигналах. Крутизна этих участков зависит только от отношения R_0/R_n . Более пологий падающий участок KB соответствует $R_0 = 0,1 R_n$. Остальные соответствуют $R_0 = R_n$. Характеристика OFT на рис. 42,а получается для идеального усилителя без смещения по схеме рис. 37.

На рис. 42,б показано влияние напряжения источника питания или точнее влияния отношения $B_{m0}/B_s = U_{д.т.}/U_{о.т.}$ на величину тока нагрузки при различных сигналах на входе усилителя для случая, когда $R_0 = 0,9 R_n$. Видно, что чем меньше величина сигнала I_y по сравнению со значением $I_{у.макс} = 0,5 I_{cm}\omega_{cm}/\omega_y$, соответствующим максимальной мощности на выходе усилителя, тем шире диапазон изменения B_{m0} или $U_{д.т.}$, в пределах которого ток нагрузки не зависит от величины B_{m0} или $U_{д.т.}$. Однако для получения максимально возможного значения тока нагрузки необходимо выбрать эти величины в точном соответствии с формулой (67).

Рассмотренные двухтактные магнитные усилители с начальным смещением (все приведенные выше схемы, за исключением схемы рис. 37) обладают следующим интересным свойством. При наличии входного сигнала изменение направления тока смещения вызывает изменение фазы выходного тока на 180° , а выключение тока смещения сопровождается в соответствии с формулой (79) уменьшением

выходного тока усилителя до нуля. Поэтому в общем случае для выходного тока двухтактного усилителя имеем:

$$I_H = K_I I_Y \operatorname{sign} I_{cm}.$$

Указанное свойство рассмотренных двухтактных усилителей позволяет путем соответствующего изменения тока смещения осу-

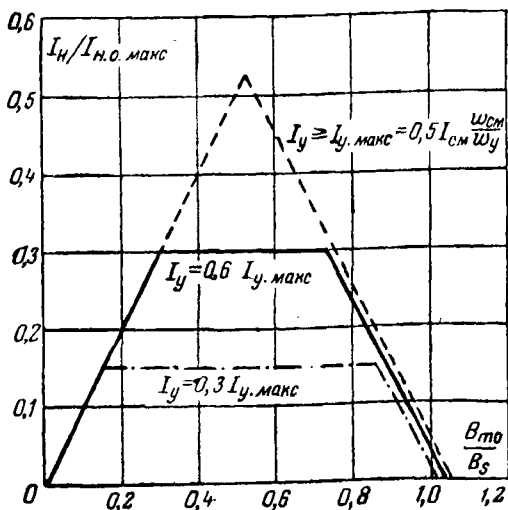
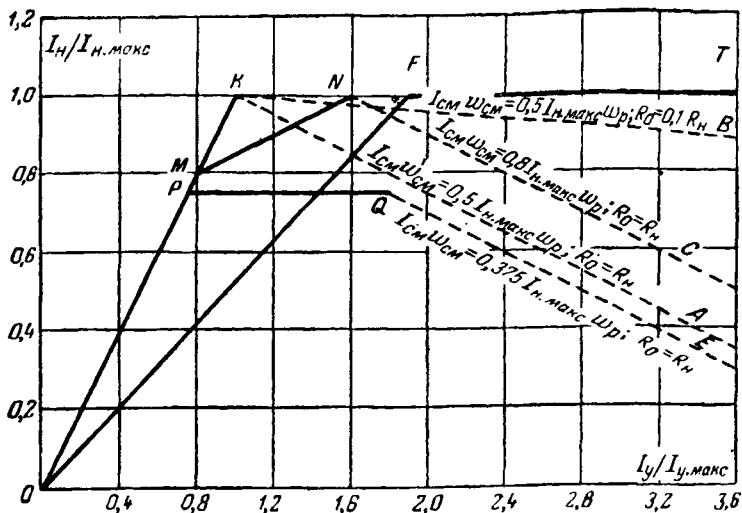


Рис. 42. Характеристики идеального двухтактного усилителя, выполненного по схеме рис. 35,а.

шествовать ограничение и коммутацию их выходных токов или напряжений, не прибегая к механическим переключениям в цепях управления или выхода усилителей.

В заключение отметим, что характеристики реальных усилителей с высококачественными сердечниками из холоднокатаной стали или железоникелевых сплавов достаточно близко соответствуют рассмотренным выше характеристикам идеального усилителя. Наиболее существенное различие, как и у однотактных усилителей, обусловлено наличием тока холостого хода (намагничивающего тока) у реальных усилителей, который приводит к некоторому снижению максимальной мощности двухтактного усилителя.

ГЛАВА ПЯТАЯ

МАГНИТНЫЕ МОДУЛЯТОРЫ

19. ЯВЛЕНИЯ ФЕРРОМАГНИТНОЙ СВЯЗИ — ОСНОВА МАГНИТНЫХ МОДУЛЯТОРОВ

Низкая стабильность нуля электронных и полупроводниковых усилителей постоянного тока привела к тому, что при усилении небольших напряжений часто предварительно преобразовывают усиливаемое напряжение постоянного тока в переменное напряжение при помощи соответствующего модулятора. Это позволяет использовать более стабильные и простые электронные и полупроводниковые усилители переменного тока, у которых легко устраняется дрейф нуля. Для преобразования постоянного напряжения в переменное все чаще применяют магнитные модуляторы, являющиеся по существу магнитными усилителями. В отличие от других типов модуляторов магнитные модуляторы наряду с преобразованием постоянного напряжения в переменное обычно дают и значительное усиление, а также допускают суммирование большого числа сигналов без необходимости введения гальванической связи между ними. По сравнению с полупроводниковыми модуляторами (в том числе и транзисторными) отдельные типы магнитных модуляторов обладают также более высокой стабильностью нуля во времени и при изменении температуры в широких пределах. Однако транзисторные модуляторы могут обеспечить более широкую полосу пропускания сигнала, чем магнитные модуляторы, как за счет применения более высокой несущей частоты, так и вследствие практически безынерционной работы модулятора. Габариты и потребление энергии у транзисторных модуляторов в ряде случаев оказываются меньше, чем у магнитных.

Магнитные усилители (модуляторы), предназначенные для работы на последующий электронный или полупроводниковый каскад усиления, часто называют магнитными усилителями напряжения.

Магнитные модуляторы отличаются более высокой стабильностью нуля, чем двухтактные усилители с выходом на постоянном токе, и применяются поэтому в тех случаях, когда последние не обладают достаточно низким порогом чувствительности (т. е. достаточной стабильностью нуля). Часто их применение в качестве первого каскада позволяет создать смешанный магнитно-электронный или магнитно-полупроводниковый усилитель, который отличается

меньшей стоимостью, меньшими габаритами и меньшей инерционностью, чем многокаскадный усилитель, состоящий только из магнитных каскадов усиления.

Действие всех многочисленных типов и разновидностей магнитных модуляторов основано на том, что при помощи ферромагнитного сердечника можно осуществить особый вид связи между двумя электрическими цепями, при котором величина и характер изменения тока в одной из этих цепей управляют (модулируют) электрическими процессами, имеющими место в другой цепи. Такую связь между двумя электрическими цепями называют ферромагнитной.

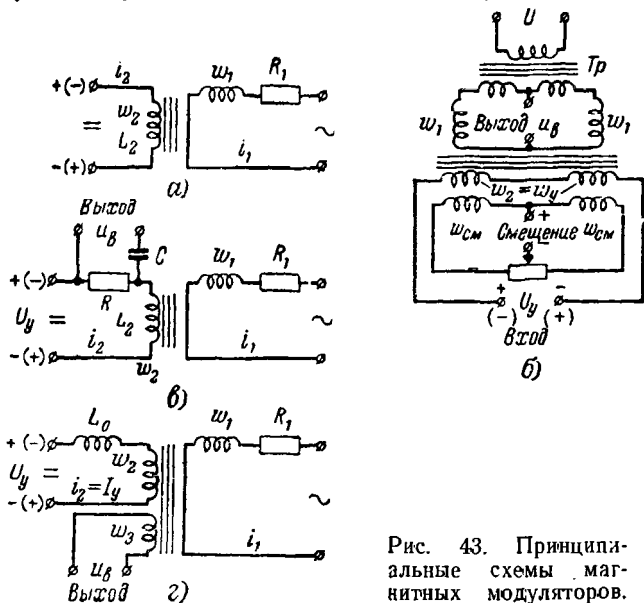


Рис. 43. Принципиальные схемы магнитных модуляторов.

Выясним сущность ферромагнитной связи на примере простейшего магнитомодуляционного элемента, принципиальная схема которого приведена на рис. 43,а. В этой схеме одна из обмоток w_1 последовательно с сопротивлением R_1 подключена к источнику переменного напряжения с частотой f . Вторая обмотка (w_2) включена в цепь постоянного тока. Взаимно перпендикулярное расположение обмоток w_1 и w_2 указывает на то, что между ними не существует трансформаторной связи, т. е. переменное напряжение, подводимое к обмотке w_1 , не трансформируется в обмотку w_2 . Аналогичным образом, если подвести переменное напряжение к зажимам обмоток w_2 , то это напряжение не трансформируется в обмотку w_1 . Такая развязка обмоток w_1 и w_2 может быть достигнута, например, применением двух одинаковых сердечников, у которых обмотку w_2 включают встречно по отношению к обмоткам w_1 подобно тому, как это делается в рассмотренных выше магнитных усилителях. Развязка обмоток w_1 и w_2 в схеме рис. 43,а также может быть достигнута путем расположения их на сердечнике так, чтобы токи,

протекающие в этих обмотках, создавали в пространстве взаимно перпендикулярные поля (см. § 21).

В магнитомодуляционном элементе, изображенном на рис. 43,а, имеют место два различных, но тесно связанных между собой явления ферромагнитной связи, каждое из которых широко используется для построения магнитных модуляторов. Первое явление, которое лежит в основе всех рассмотренных до сих пор магнитных усилителей, заключается в том, что постоянный или относительно медленно изменяющийся ток в обмотке ω_2 существенно влияет на величину индуктивности обмотки ω_1 и на среднюю величину тока I_1 , протекающего через эту обмотку и через сопротивление R_1 . Как уже указывалось в § 4, простейший одноктактный магнитный усилитель, использующий это явление, по существу представляет собой магнитный модулятор. Однако такой модулятор отличается малой чувствительностью и не может быть использован для слабых сигналов. Практическое применение получили балансные схемы, содержащие два модулятора подобного типа, у которых при помощи начального смещения выбирается режим работы, соответствующий наибольшей чувствительности (рис. 43,б). Все рассмотренные в гл. 4 двухтактные магнитные усилители по существу являются балансными магнитными модуляторами.

Второе явление ферромагнитной связи, имеющее место в схеме рис. 43,а, заключается в том, что переменный ток i_1 в обмотке ω_1 в свою очередь вызывает периодическое изменение дифференциальной магнитной проницаемости μ_d . Обычно μ_d имеет максимальное значение при $i_1=0$ и минимальное значение, когда i_1 достигает своего амплитудного значения. Это второе явление ферромагнитной связи может быть использовано двояко для построения магнитных модуляторов. Первый способ (рис. 43,в) заключается в использовании периодического изменения (под действием тока i_1) индуктивности L_2 обмотки ω_2 , величина которой (L_2) прямо пропорциональна μ_d . С этой целью между источником сигнала и обмоткой включается относительно небольшое сопротивление R , которое не может помешать появлению переменной составляющей тока в этой цепи вследствие периодического изменения индуктивности L_2 , если на вход цепи подан сигнал U_y . Частота переменной составляющей тока i_2 совпадает с частотой изменения индуктивности L_2 , в то время как величина (амплитуда) переменной составляющей этого тока прямо пропорциональна напряжению сигнала U_y . Выходное (переменное) напряжение u_v может быть снято с зажимов сопротивления R или индуктивности L_2 через емкость C , блокирующую напряжение сигнала постоянного тока. Рассмотренный в § 10 одноктактный магнитный усилитель с малым сопротивлением в цепи управления по существу является модулятором подобного типа, если в качестве выходного напряжения, приняты переменную составляющую падения напряжения, создаваемого током i_2 , протекающим в обмотках управления ω_y (рис. 21,е), на некотором сопротивлении R , включенном последовательно с этими обмотками. При отсутствии сигнала переменный ток в обмотках ω_y отсутствует и выходное напряжение оказывается равным нулю. Ниже рассмотрим более рациональную схему модулятора с переменной индуктивностью в цепи сигнала.

Второй способ использования периодического изменения магнитной проницаемости сердечника заключается в том, что путем

включения достаточно большого активного или индуктивного сопротивления между источником сигнала U_y и обмоткой ω_2 устраняют изменение тока сигнала ($i_2 = I_y$) в этой обмотке вследствие периодического изменения ее индуктивности (рис. 43,2). Тогда сигнал постоянного тока создает в установившемся режиме постоянное магнитное поле напряженностью H_0 , под действием которого в сердечнике возникает дополнительный магнитный поток

$$\Delta\Phi = \mu_0 \mu_d S H_0,$$

изменяющийся с такой же частотой, как и магнитная проницаемость. Изменение магнитного потока индуцирует в обмотке ω_2 или в специальной выходной обмотке ω_3 , трансформаторно связанной с ω_2 , переменную э. д. с., величина которой в широких пределах прямо пропорциональна напряженности постоянного поля H_0 и, следовательно, сигналу на входе модулятора.

Рассмотренный в § 11 магнитный усилитель с подавлением четных гармоник тока в цепи управления по существу является модулятором рассмотренного типа, если в качестве выходного напряжения использовать э. д. с. удвоенной частоты e_2 , индуцируемую в обмотках ω_y усилителя при наличии сигнала на его входе (см. рис. 23).

В настоящей главе рассмотрим типичные реализации каждого из указанных выше способов построения магнитных модуляторов.

20. БАЛАНСНЫЕ МАГНИТНЫЕ МОДУЛЯТОРЫ С ВЫХОДОМ НА ОСНОВНОЙ ЧАСТОТЕ

Как уже отмечалось, все рассмотренные в гл. 4 схемы двухтактных магнитных усилителей могут быть использованы и для построения балансных магнитных модуляторов. При этом основное различие балансных модуляторов от двухтактных усилителей заключается в конструктивном исполнении и выборе режима работы, которые у модуляторов подчинены основной задаче получения низкого порога чувствительности, т. е. создания возможности усиления и преобразования весьма слабых сигналов постоянного тока.

Первоначально наиболее широкое применение получила трансформаторная схема рис. 39 благодаря тому, что она дает значительное усиление напряжения, достигаемое за счет соответствующего выбора числа витков вторичных обмоток ω_2 . Для отдельных лабораторных образцов модуляторов, выполненных по трансформаторной схеме, получено усиление напряжения в 100 000—500 000 раз. Однако нестабильность (уход) нуля, выраженная в единицах мощности усиливаемого сигнала, которую в дальнейшем назовем нижним порогом чувствительности модулятора, для модуляторов по трансформаторной схеме обычно значительно выше, чем для модуляторов, выполненных по дифференциальной и мостовой схемам.

Напряжение небаланса модулятора по трансформаторной схеме обусловлено не только тем, что сердечники модулятора могут несколько отличаться друг от друга по своим размерам и магнитным характеристикам. Существенное влияние также оказывают различные по величине емкости и сопротивления утечки вторичных обмоток обоих трансформаторов, которые вызывают сдвиг фаз между вторичными напряжениями трансформаторов, отличающийся от 180°.

Значительное влияние этих сопротивлений и емкостей обусловлено применением большого числа витков для вторичных обмоток

с целью повышения коэффициента усиления напряжения, что сопровождается появлением значительных напряжений на зажимах вторичных обмоток. Особенно неприятно то обстоятельство, что сопротивление утечки и емкости вторичных обмоток трансформаторов не являются постоянными величинами, а зависят от температуры и влажности и изменяются по мере старения обмоток. Это исключает возможность получения полного (постоянного) отсутствия первой гармоники напряжения на выходе усилителя путем компенсации различных амплитуд и сдвигов фаз вторичных напряжений обоих трансформаторов при помощи включаемых на зажимах обмоток ω_2 подстроечных сопротивлений и конденсаторов и путем изменения начального смещения.

К недостаткам трансформаторной схемы с точки зрения получения низкого порога чувствительности следует также отнести большое сечение Q_2 вторичной обмотки, что приводит к уменьшению площади окна Q_y , занимаемой обмоткой управления. В трансформаторной схеме наибольшее усиление напряжения имеет место при

$$Q_y = \frac{1}{2} Q_2 = \frac{1}{3} Q$$

где Q — площадь окна, занимаемая обмотками ω_y и ω_2 .

Мощность на входе P_y , необходимая для создания напряженности поля сигнала H_y , соответствующей уходу нуля усилителя, обратно пропорциональна площади окна Q_y . Поэтому для модуляторов, выполненных по мостовой и дифференциальной схемам, у которых $Q_y = Q$, нижний порог чувствительности при одинаковом уходе нуля будет в 3 раза меньше, чем у модулятора по трансформаторной схеме.

Для повышения стабильности модулятора и снижения нижнего порога чувствительности как за счет уменьшения ухода нуля, так и путем повышения коэффициента усиления целесообразно применять тороидальные сердечники, помещаемые в защитных каркасах. Однако для модуляторов по трансформаторной схеме это затруднительно из-за сложности изготовления вторичных обмоток с большим числом витков при применении тороидальных сердечников.

Вследствие указанных недостатков трансформаторную схему следует применять лишь для усиления сигналов постоянного тока, мощность которых превышает примерно 10^{-8} — 10^{-6} вт. Для усиления более слабых сигналов рекомендуется применять дифференциальную или мостовую схему. При применении этих схем для модуляторов в цепи нагрузки обычно добавляются выходной повышающий трансформатор Tr , а иногда небольшое переменное сопротивление, показанное на рис. 44, где приведена цепь переменного тока модулятора по мостовой схеме. Включение нагрузки через повышающий трансформатор позволяет для дифференциальной и мостовой схем получить еще более высокие коэффициенты усиления напряжения, чем у трансформаторной схемы. Сопротивление утечки и емкость вторичной обмотки этого трансформатора могут влиять лишь на величину и фазу напряжения на выходе модулятора, но не вызывают появления напряжения небаланса, как это имеет место в трансформаторной схеме. Переменное сопротивление R_0 обычно не превышает сопротивления обмоток ω_p и служит наряду с переменным сопротивлением $R_{см}$ в цепи смещения (рис. 38) для

установки нуля первой гармоники выходного напряжения при отсутствии сигнала на входе усилителя.

Наиболее низкий порог чувствительности и наибольшее усиление для балансных модуляторов достигаются при применении тороидальных сердечников из железоникелевых сплавов высокой проницаемости типов 79НМА, 79НМ и 80НХС. Для этих сплавов оптимальный режим работы модуляторов обычно имеет место при начальном значении переменной составляющей индукции $B_{m0}=0,28-0,32$ тл и напряженности поля смещения $H_{см}=15-20$ а/м. Для балансных модуляторов могут быть рекомендованы последние пять типов сердечников в табл. 3 (ОЛ 18/23-2,5; ОЛ 20/25-2,5; ОЛ 20/28-2,5; ОЛ 22/30-2,5 и ОЛ 25/35-2,5).

При использовании перечисленных выше сплавов в указанном режиме и выборе толщины материала в соответствии с формулой (15) можно приближенно вычислить внутреннее сопротивление модулятора без выходного трансформатора по формуле

$$Z_i \approx (0,5 - 1) \cdot 10^{-5} \frac{f \omega_p^2 S}{l}.$$

Применение повышающего трансформатора может быть рекомендовано только в том случае, когда сопротивление нагрузки $R_n \gg Z_i$. Наибольшее усиление напряжения, достигаемое при выборе коэффициента трансформации выходного трансформатора $c=\omega_2/\omega_1=\sqrt{R_n/Z_i}$, ориентировочно равно:

$$K_U = (10^{-3} - 10^{-2}) \frac{\omega_y}{R_y} \sqrt{R_n f \frac{S}{l}}.$$

При тщательном изготовлении и питании от стабилизированного источника переменного тока магнитные модуляторы, выполненные по мостовой и дифференциальной схемам, могут обеспечить стабильность нуля в течение 8 ч работы, соответствующую усиляемому сигналу мощностью порядка $10^{-13}-10^{-12}$ вт. При более продолжительной работе стабильность нуля ухудшается.

В заключение отметим, что выходным напряжением балансных модуляторов с выходом на основной частоте можно управлять не только сигналом, поступающим в обмотки ω_y , но также и током смещения. При изменении полярности последнего изменяется на 180° фаза выходного напряжения усилителя, а при выключении тока смещения выходное напряжение модулятора становится равным нулю независимо от величины входного сигнала. В общем случае выходное напряжение модулятора определяется формулой

$$U_n = K_U U_y \operatorname{sign} I_{см}.$$

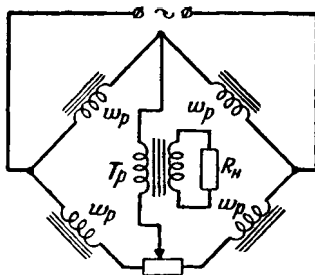


Рис. 44. Цепь переменного тока модулятора, выполненного по мостовой схеме рис. 38.

21. МОДУЛЯТОРЫ С ПЕРИОДИЧЕСКИ ИЗМЕНЯЮЩЕЙСЯ ИНДУКТИВНОСТЬЮ В ЦЕПИ СИГНАЛА

Ограничимся рассмотрением лишь одного из многочисленных вариантов подобных модуляторов, получившего преимущественное применение в последние годы. Модулятор выполняется на одном ферритовом сердечнике, состоящем из двух одинаковых половинок, имеющих кольцевой паз, в который устанавливается обмотка возбуждения (питания) ω_1 (рис. 45). Ток возбуждения i_1 подается в эту обмотку через полупроводниковый диод и создает однополу-

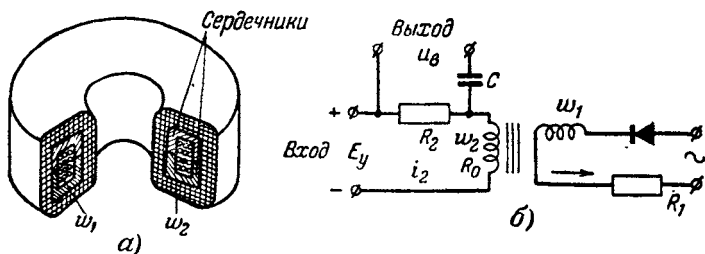


Рис. 45. Магнитный модулятор с перпендикулярными полями, использующий периодическое изменение индуктивности в цепи сигнала.

периодное (пульсирующее) поперечное магнитное поле, которое периодически насыщает сердечник. Соприкасающиеся поверхности обеих половинок сердечника тщательно шлифуются с целью уменьшения сопротивления стыка для поперечного поля. Форма поперечного сечения сердечника и паза выбирается так, чтобы обеспечить постоянство сечения сердечника для поперечного поля, ибо только в этом случае можно добиться полного насыщения всего сердечника током возбуждения i_1 .

Обмотка ω_2 , индуктивность которой периодически изменяется вследствие насыщения сердечника током i_1 , располагается равномерно по всей длине сердечника, охватывая обе его половинки. Для сердечников применяются ферриты с начальной проницаемостью 2000—6000 (см. § 8, табл. 7). На повышенные частоты (порядка 2000 $\mu\text{ц}$ и выше) иногда используются ферриты с начальной проницаемостью порядка 1000 с целью повышения резонансной частоты обмотки ω_2 , а также в связи с тем, что такие ферриты могут работать при более высоких температурах. Выходное напряжение U_0 снимается с сопротивления R_2 , включенного последовательно с обмоткой ω_2 . Характеристики модуляторов существенно зависят от закона изменения тока i_1 в цепи возбуждения. Ограничимся здесь рассмотрением лишь случая, когда можно практически принять прямоугольный закон изменения тока возбуждения i_1 согласно рис. 46,а. Такая форма кривой тока может быть получена при питании модулятора от магнитно-транзисторного преобразователя [Л. 9]. Под действием этого тока индуктивность L обмотки ω_2 будет изменяться скачком от значения $L_{\text{макс}}$ при $i_1=0$ до значения $L_{\text{мин}}$ при $i_1=I_1$. Таким образом, входная цепь модулятора по

существо представляет собой линейную электрическую цепь, в которой индуктивность по очереди принимает значения $L_{\min}$ и $L_{\max}$.

При изменении индуктивности L скачком результирующий магнитный поток Φ , пронизывающий обмотку управления, не может изменяться скачком, так как в противном случае в этой обмотке индуктировалась бы э. д. с. бесконечно большой величины. Иными словами, магнитный поток за время скачка индуктивности не успевает измениться:

$$\Phi(n\pi - \delta t) = \Phi(n\pi + \delta t), \quad (80)$$

где $\delta t \rightarrow 0$, а $n = 0, 1, 2, 3 \dots$

Так как поток $\Phi = \frac{Li_2}{\omega_2}$, то из (80) имеем для установившегося режима:

$$I'_K L_{\max} = I''_H L_{\min}$$

$$\text{и } I''_K L_{\min} = I'_H L_{\max}, \quad (81)$$

где I'_H и I'_K — значения тока i_2 в начале и конце первого и всех последующих нечетных полупериодов, а I''_H и I''_K — значения тока i_2 в начале и конце второго и всех последующих четных полупериодов.

Изменение тока i_2 (рис. 46, в) в течение первого полупериода определяется формулой

$$i'_2 = I'_H + (I_0 - I'_H) \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right); \quad 0 \leq \omega t \leq \pi,$$

а в течение второго полупериода — формулой

$$i''_2 = I''_H + (I_0 - I''_H) \left[1 - e^{-\frac{m}{\tau} \left(t - \frac{\pi}{\omega} \right)} \right]; \quad \pi \leq \omega t \leq 2\pi,$$

где

$$\tau = \frac{L_{\max}}{R_2 + R_0}; \quad m = \frac{L_{\max}}{L_{\min}} \quad \text{и} \quad I_0 = \frac{E_{\gamma}}{R_2 + R_0}$$

Здесь E_{γ} — напряжение сигнала, а R_0 — активное сопротивление обмотки w_2 .

Подставляя в формулу для i'_2 значение $\omega t = \pi$, а в формулу для i''_2 значение $\omega t = 2\pi$, находим I'_H и I''_K , после чего, пользуясь

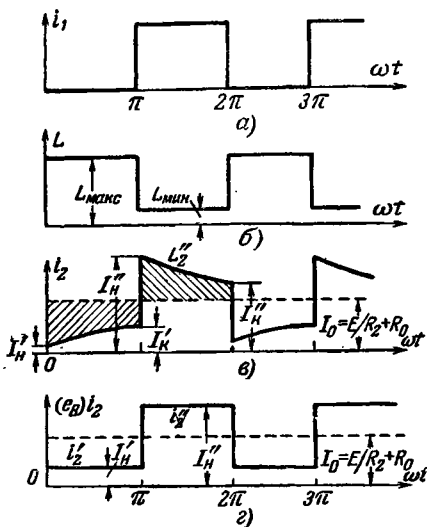


Рис. 46. Изменение во времени тока возбуждения и тока в цепи сигнала модулятора по схеме рис. 45.

соотношениями (81), легко найти I'_n и I''_n . Имея аналитические выражения для тока i_2 , можно разложить этот ток на гармонические составляющие и найти, в частности, первую гармонику тока в цепи управления.

Особый интерес представляет случай, когда

$$\frac{\tau}{m} \gg \frac{T}{2},$$

где $T=1/f$ — период питающего напряжения.

В этом случае в течение полупериода ток i_2 после достижения значения I'_n или I''_n не успевает изменяться и сохраняет это значение до конца полупериода. Иными словами, ток i_2 будет иметь прямоугольную форму (рис. 46,з). При этом

$$i'_2 = I'_n = I_0 \frac{2}{m+1} \text{ и } i''_2 = I''_n = I_0 \frac{2m}{m+1}.$$

Представляя ток i_2 в виде ряда Фурье, нетрудно найти для амплитудного значения первой гармоники тока:

$$I_{1m} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{m-1}{m+1} I_0.$$

Амплитудное значение первой гармоники выходного напряжения u_v равно:

$$U_{1m} = I_{1m} R_2 = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{m-1}{m+1} \cdot \frac{R_2}{R_2 + R_0} E_y. \quad (82)$$

Интересно отметить, что уже при $m = \frac{L_{\max}}{L_{\min}} = 3$ выходное переменное напряжение модулятора достигает 50% своего максимально возможного значения. В пределе, когда $m \rightarrow \infty$, а $R_2 \gg R_0$, из (82) имеем:

$$U_{1m} = \frac{4}{\pi} E_y.$$

Характерной особенностью рассматриваемого модулятора является то, что он не дает какого-либо усиления. Его основное преимущество по сравнению с балансными модуляторами, рассмотренными в § 21, заключается в том, что при простой конструкции модулятор на одном сердечнике позволяет существенно снизить величину паразитного напряжения помехи и имеет более высокую стабильность нуля вследствие естественной развязки взаимно перпендикулярных обмоток возбуждения и выхода. Рассмотренный модулятор с периодической изменяющейся индуктивностью в цепи сигнала может быть использован для сигналов постоянного напряжения, начиная примерно с 10—20 мкв.

22. МАГНИТНЫЕ МОДУЛЯТОРЫ, ИСПОЛЬЗУЮЩИЕ ПЕРИОДИЧЕСКОЕ ИЗМЕНЕНИЕ МАГНИТНОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ (МОДУЛЯТОРЫ С УДВОЕНИЕМ ЧАСТОТЫ)

На рис. 47 приведены два варианта магнитных модуляторов, использующих явление периодического изменения дифференциальной магнитной проницаемости $\left(\mu_d = \frac{dB}{\mu_0 dH}\right)$ сердечников током возбуждения i_1 . В первой схеме используется одна общая обмотка w_y в качестве входной (управляющей) и выходной. Последовательно с этой обмоткой со стороны источника усиливаемого сигнала включен дроссель Dp , имеющий небольшое активное сопротивление для сигнала постоянного тока I_y , но представляющий собой большое

сопротивление для э. д. с. удвоенной частоты, индуктируемой в обмотке управления при наличии сигнала. Выходное напряжение удвоенной частоты подается на нагрузку через конденсатор C , препятствующий проникновению напряжения сигнала на выход модулятора.

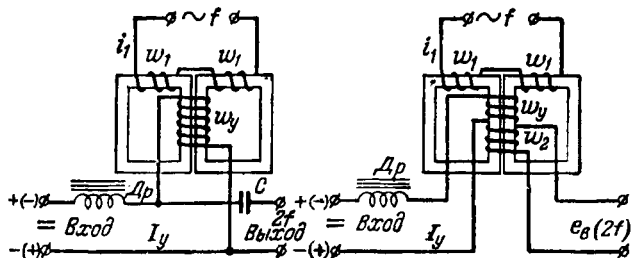


Рис. 47. Магнитные модуляторы с удвоением частоты.

сопротивление для э. д. с. удвоенной частоты, индуктируемой в обмотке управления при наличии сигнала. Выходное напряжение удвоенной частоты подается на нагрузку через конденсатор C , препятствующий проникновению напряжения сигнала на выход модулятора.

В схеме рис. 47,б используются отдельные обмотки управления (w_y) и выхода (w_2), что более удобно с точки зрения согласования цепей управления и нагрузки.

Работу модуляторов, использующих явления периодического изменения магнитной проницаемости, можно пояснить построением на рис. 48. На рис. 48,а показано изменение дифференциальной магнитной проницаемости сердечника μ_d в зависимости от напряженности поля, а на рис. 48,б — изменение напряженности поля возбуждения, создаваемого током i_1 , по синусоидальному закону $H_1 = H_m \cos \omega t$. Под действием этого поля магнитная проницаемость μ_d каждого из сердечников модулятора изменяется с удвоенной частотой, как показано на рис. 48,в. Действительно, при максимальном значении H_1 проницаемость μ_d имеет минимальное значение независимо от знака H_1 , а при прохождении H_1 через нуль μ_d достигает максимума. Благодаря применению двух сердечников устраняется трансформация напряжения питания в выходную цепь модулятора.

Под действием слабого постоянного поля H_y , обусловленного входным сигналом I_y , в сердечниках появляется дополнительная составляющая индукции

$$\Delta B = \frac{dB}{dH} \Delta H = \mu_0 \mu_d H_y,$$

которая изменяется во времени точно так же, как и μ_d . Выходное напряжение модулятора при наличии сигнала

$$e_v = 2\omega_2 S \frac{d\Delta B}{dt} = 2\omega_2 S \mu_0 \frac{d\mu_d}{dt} H_y$$

показано на рис. 48,а. Это напряжение также изменяется с удвоенной по сравнению с источником питания частотой и изменяет свою фазу на 180° при изменении полярности сигнала.

Основное достоинство рассматриваемых модуляторов, действующих по принципу удвоения частоты, состоит в том, что ни-

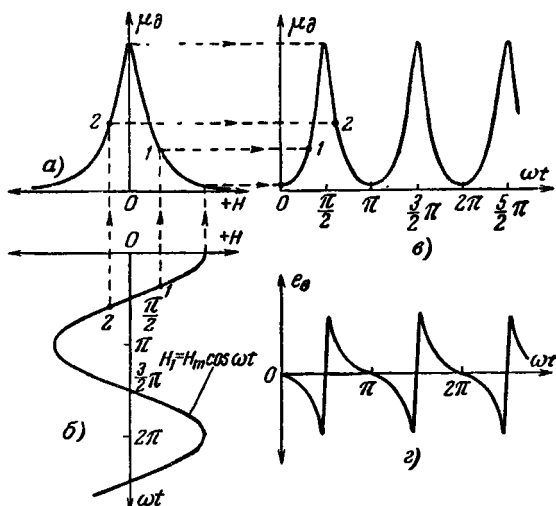


Рис. 48. К пояснению принципа действия модуляторов с удвоением частоты.

какие колебания напряжения источника питания, различия в размерах или характеристиках сердечников, колебания температуры и т. п. не могут вызывать появления напряжения удвоенной частоты на выходе модулятора при отсутствии сигнала на его входе. Предполагается, конечно, что напряжение источника питания не содержит четных гармоник. Поэтому если на выходе модулятора поместить узкополосный фильтр, пропускающий лишь вторую гармонику (т. е. частоту, вдвое превышающую частоту источника питания), а затем резонансный ламповый или полупроводниковый

усилитель, настроенный на удвоенную частоту, то получим усилитель постоянного тока с весьма стабильным нулем.

Теоретически нижний порог чувствительности магнитных модуляторов, действующих по принципу удвоения частоты, ограничен магнитными шумами и соответствует сигналам мощностью порядка 10^{-19} — 10^{-17} вт. Однако для практического достижения такого порога чувствительности необходимо: 1) ограничить содержание второй гармоники в питающем напряжении величиной, не превышающей 0,001—0,01% от первой гармоники; 2) подавить при помощи соответствующих фильтров паразитные нечетные гармоники напряжения на выходе модулятора, величина которых нередко в десятки и сотни тысяч раз превышает величину полезного напряжения удвоенной частоты; и 3) экранировать модулятор от влияния внешних магнитных и электрических полей. Отметим, что наличие остро настроенных фильтров в цепи питания и выхода предъявляет повышенные требования к стабильности частоты источника питания.

Ввиду относительной сложности и громоздкости схем с магнитными модуляторами, действующими по принципу удвоения частоты, их обычно применяют лишь тогда, когда другие типы модуляторов не дают необходимого нижнего порога чувствительности или стабильности нуля при длительной работе. Устранение или смягчение некоторых из отмеченных недостатков модуляторов с удвоением частоты может быть достигнуто путем выполнения модулятора с взаимно перпендикулярными полями сигнала и возбуждения и применением двух модуляторов с двухфазным питанием. Модулятор с взаимно перпендикулярными полями конструктивно выполняется так же, как и модулятор с переменной индуктивностью в цепи сигнала (рис. 45,а). Из цепи возбуждения исключается диод. Последовательно с входной обмоткой (w_2 в схеме рис. 45,б) включается дроссель, а напряжение удвоенной частоты снимается с зажимов этой обмотки через разделительный конденсатор (подобно схеме рис. 47,а) или с второй обмотки, трансформаторно связанной с входной обмоткой. Применение взаимно перпендикулярных полей позволяет резко уменьшить содержание паразитных нечетных гармоник напряжения на выходе модулятора.

Можно полностью устранить наводку второй гармоники напряжения в цепи управления путем включения двух модуляторов, питаемых от сдвинутых по фазе на 90° переменных напряжений, по схеме рис. 49,а. В этой схеме вторые гармоники э. д. с., индуцируемые в обмотках управления w_u , взаимно компенсируются, а в выходных обмотках w_2 они складываются. В цепи управления наводятся лишь гармоники, кратные четвертой, которые практически не влияют на работу цепи. Эти же гармоники отсутствуют в вы-

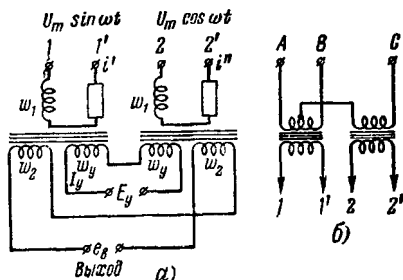


Рис. 49.

а — магнитный модулятор с двухфазным питанием и выходом на удвоенной частоте; б — схема преобразования трехфазного напряжения в двухфазное для питания схемы рис. 49,а.

ходной цепи, благодаря чему форма кривой выходного напряжения более близка к синусоидальной, чем в схеме рис. 47.

Применение схемы рис. 49,а позволяет существенно повысить коэффициент усиления и снизить инерционность усилителей с удвоением частоты. Необходимый сдвиг фаз в 90° между питающими напряжениями может быть получен путем применения фазосдвигающих контуров или двухфазных электронных или полупроводниковых генераторов, а также непосредственно от трехфазной сети, например при помощи схемы рис. 49,б.

Модуляторы с удвоением частоты рекомендуется выполнить на тороидальных сердечниках из сплавов типов 79НМА, 79НМ и 80НХС, а при повышенных частотах питания также на ферритовых сердечниках с начальной проницаемостью порядка 2 000—6 000. Оптимальные размеры с точки зрения получения низкого порога чувствительности имеют сердечники типа ОЛ 18/23-2,5 и ОЛ 20/25-2,5 в табл. 3.

В режиме холостого хода ($R_n = \infty$) среднее значение напряжения удвоенной частоты на выходе модулятора, выполненного по одной из схем рис. 47, приближенно равно:

$$E_{в.ср} = \frac{8\omega_2\omega_y f S I_y}{l} \mu_0 \mu_{д.макс}, \quad (83)$$

где $\mu_{д.макс}$ — максимальное значение дифференциальной магнитной проницаемости сердечников на предельной петле гистерезиса, достигаемое при индукции $B \approx 0$, а f — частота источника питания. Для двухфазной схемы рис. 49,а величина $E_{в.ср}$ вдвое больше. Среднее значение второй гармоники выходного напряжения обычно составляет от 50 до 90% величины, определяемой формулой (83), а амплитудное значение второй гармоники

$$E_{2m} = (0,5 - 0,9) \frac{4\pi\omega_y\omega_2 f S I_y}{l} \mu_0 \mu_{д.макс}. \quad (84)$$

Внутреннее (индуктивное) сопротивление выходной цепи модулятора равно примерно

$$Z_i = \frac{2\pi f \omega_2^2 S \mu_0 \mu_{д.макс}}{l}. \quad (85)$$

Индуктивность обмотки управления для сигналов постоянного тока

$$L_y \approx \frac{\omega_y^2 S \mu_0 \mu_{д.макс}}{l}. \quad (86)$$

Индуктивность дросселя, включаемого последовательно с обмоткой управления ω_y в схемах рис. 47, рекомендуется выбирать примерно в 3—5 раз больше этой величины.

Для тороидальных сердечников из рекомендованных выше сплавов (79НМА, 79НМ и 80НХС) обычно $\mu_{д.макс}$ лежит в пределах от 10^5 до $4 \cdot 10^5$.

Пример. Магнитный модулятор выполнен по схеме рис. 47,а на сердечниках типа ОЛ 18/23-2,5 (табл. 3) из сплава 79НМА с значением $\mu_{д.макс} \approx 200\,000$. Частота питания модулятора $f = 500$ гц,

а число витков общей обмотки управления и выхода $w_1 = w_2 = 1\,000$. Площадь поперечного сечения сердечника модулятора с учетом коэффициента заполнения равна $S = 0,053\text{ см}^2 = 0,53 \cdot 10^{-5}\text{ м}^2$, а средняя длина $l = 6,45\text{ см} = 6,45 \cdot 10^{-2}\text{ м}$.

Из формулы (84) находим амплитудное значение второй гармоники выходного напряжения в режиме холостого хода ($R_n \gg Z_i$) при наличии сигнала $I_y = 1\text{ мка}$:

$$E_{2m} \approx 0,7 \frac{4\pi \cdot 1\,000^2 \cdot 500 \cdot 0,53 \cdot 10^{-5} \cdot 10^{-6} \cdot 0,4\pi \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot 10^5}{6,45 \cdot 10^{-2}} \approx 0,09\text{ в.}$$

Внутреннее сопротивление модулятора, вычисляемое по формуле (85), равно:

$$Z_i = \frac{2\pi \cdot 500 \cdot 1\,000^2 \cdot 0,53 \cdot 10^{-5} \cdot 0,4\pi \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot 10^5}{6,45 \cdot 10^{-2}} = 66\text{ ком.}$$

Если сопротивление нагрузки R_n соизмеримо с Z_i , то амплитудное значение выходного напряжения удвоенной частоты приближенно может быть вычислено по формуле

$$U_{2m} = \frac{E_{2m} R_n}{\sqrt{R_n^2 + Z_i^2}}.$$

23. МАГНИТНЫЕ МОДУЛЯТОРЫ С РАЗОМКНУТЫМИ СЕРДЕЧНИКАМИ И МАГНИТОМОДУЛЯЦИОННЫЕ ДАТЧИКИ (ЗОНДЫ)

В рассмотренных до сих пор магнитных модуляторах, как правило, используют замкнутые сердечники, не имеющие воздушных (немагнитных) зазоров на пути магнитного потока, создаваемого входным сигналом. Это объясняется тем, что наличие такого зазора обычно приводит к существенному снижению коэффициента усиления (передачи) модулятора вследствие уменьшения величины максимальной проницаемости сердечника $\mu_{\text{д. макс}}$. Однако в некоторых случаях для модуляторов, предназначенных для усиления (преобразования) весьма слабых сигналов, поступающих от источников тока с большим внутренним сопротивлением, применяют разомкнутые (прямые) сердечники. Применение таких сердечников существенно упрощает конструкцию модулятора и его изготовление и позволяет выполнить входную обмотку w_y с большим числом витков, что затруднительно при применении замкнутых сердечников, особенно при небольших размерах последних.

Разомкнутый сердечник модулятора нередко состоит всего лишь из одной тонкой пластинки шириной 1—3 мм, или из спиральной или полый трубочки, или из одной проволоки, изготовленной из железоникелевого сплава высокой проницаемости. Применение таких небольших сердечников позволяет повысить частоту питающего напряжения и расширить полосу пропускания модулятора. Для разомкнутых сердечников удаётся в большей степени уменьшить уход нуля, обусловленный явлением гистерезиса, чем для замкнутых сердечников. Это является следствием образования у разомкнутых

сердечников размагничивающего поля. Хотя применение разомкнутых сердечников обычно вызывает существенное снижение коэффициента передачи модулятора, его нижний порог чувствительности, т. е. минимально возможное значение входного сигнала, уменьшается в меньшей степени.

Разомкнутые сердечники применяются, однако, главным образом для создания магнитомодуляционных датчиков, называемых также магнитными зондами, феррозондами магнитными воспринимающими элементами и т. п. Эти устройства, которые в дальнейшем назовем магнитомодуляционными датчиками, по существу представляют собой магнитные модуляторы, у которых магнитное поле входного сигнала H_y создается не током I_y , поступающим во входную обмотку модулятора, а внешним (измеряемым) магнитным полем. Магнитомодуляционные датчики осуществляются, как правило, по тем же схемам, что и рассмотренные выше магнитные модуляторы.

Магнитомодуляционные датчики широко используются для построения магнитометров, применяемых для измерения магнитного поля Земли и для геомагнитной разведки полезных ископаемых, для осуществления дистанционных магнитных компасов, мино- и металлоискателей, датчиков перемещения и положения тел в пространстве, чувствительных магнитных дефектоскопов, коэрцитиметров и многих других приборов.

Форма сердечников, применяемых для магнитомодуляционных датчиков, определяется прежде всего назначением датчиков. Если датчик служит для измерений в полях, практически равномерных в объеме, занимаемом датчиком, или если при измерениях определяется среднее значение напряженности поля в этом объеме, то, как правило, применяют прямые (стержневые) сердечники (рис. 50,а). При использовании датчика для измерения неоднородности магнитного поля, охватывающей небольшой объем, часто используется почти полностью замкнутый сердечник с небольшой щелью δ , в которую проникает измеряемое поле (рис. 50,б), что обеспечивает значительное повышение чувствительности датчика.

Для получения максимальной чувствительности в магнитомодуляционных датчиках обычно используется явление удвоения частоты. В этом случае приближенный расчет датчиков может быть выпол-

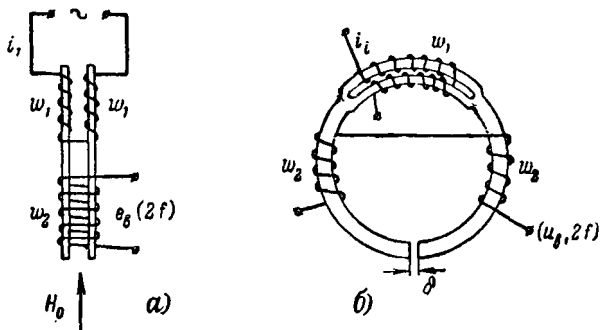


Рис. 50. Магнитомодуляционные датчики.

нен по приведенным в § 22 формулам, если в них напряженность поля сигнала $\frac{w_y I_y}{l}$ заменить через среднее значение напряженности внешнего (измеряемого) магнитного поля H_0 , действующего вдоль сердечников датчика, а вместо $\mu_{д. макс}$ подставить значение максимальной дифференциальной проницаемости сердечников с учетом размагничивающего действия концов. В первом приближении для разомкнутых сердечников схемы рис. 50,а можно принять

$$\mu_{д. макс} \approx \frac{1,6 l^2}{S},$$

а для сердечника в схеме рис. 50,б

$$\mu_{д. макс} \approx l/\delta.$$

24. СЕЛЕКТИВНОЕ ВЫПРЯМЛЕНИЕ ЧЕТНЫХ ГАРМОНИК НАПРЯЖЕНИЯ НА ВЫХОДЕ МАГНИТНЫХ МОДУЛЯТОРОВ

Магнитные модуляторы с удвоением частоты при всех своих достоинствах обладают и существенным недостатком, заключающимся в том, что при слабых сигналах выходное напряжение удвоенной частоты обычно много меньше нечетных гармоник помех, появляющихся на выходе модулятора вследствие неидентичности его сердечников и т. п. Это требует включения специальных фильтров и узкополосных усилителей на выходе модулятора для выделения полезного напряжения удвоенной частоты. Для устранения указанного недостатка нередко прибегает к селективному выпрямлению четных гармоник напряжения на выходе модулятора при помощи своеобразного выпрямителя на нелинейных симметричных сопротивлениях [Л. 1].

Под нелинейными симметричными сопротивлениями принято понимать такие сопротивления, у которых ток является нечетной функцией напряжения: $i(u) = -i(-u)$. Такую нелинейную и нечетную вольт-амперную характеристику имеют карборундовые сопротивления. Однако в них имеют место значительные потери. Нелинейное симметричное сопротивление с «идеальной» вольт-амперной характеристикой может быть получено путем включения кремниевого стабилитрона КС в диагональ выпрямительного моста по схеме рис. 51,а. Вольт-амперная характеристика этой схемы приведена на рис. 51,б. Если абсолютная величина приложенного к зажимам 1—2 напряжения $|u|$ меньше порогового напряжения стабилитрона U_0 , то последний заперт и ток $i=0$. При $|u| > U_0$ мост отпирается и через него протекает ток $i = \frac{u - U_0}{R}$, где R — сумма сопротивлений двух

плеч моста в проводящем направлении и дифференциального сопротивления отпертого стабилитрона.

При подаче на зажимы 1—2 схемы рис. 51,а синусоидального напряжения u_1 (рис. 51,в) выпрямления, т. е. появления постоянной составляющей тока, не происходит, а имеет место лишь искажение кривой тока (i_1 на рис. 51,г). Если на напряжение основной частоты u_1 наложить напряжение удвоенной частоты u_2 , то положительная и отрицательная полуволны суммарного напряжения $u = u_1 + u_2$

будут иметь различные амплитудные значения (рис. 51,в). Проектируя это напряжение на вольт-амперную характеристику нелинейного сопротивления, находим, что в этом случае ток i содержит постоянную составляющую I_0 . Величина выпрямленного тока зависит от угла сдвига фаз между первой и второй гармониками напряжения и изменяет свое направление на обратное при изменении фазы второй гармоники на 180° .

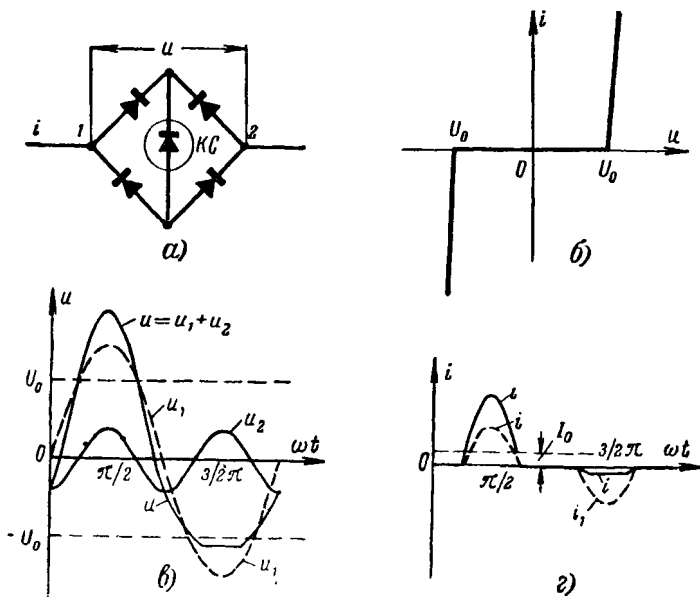


Рис. 51. Нелинейное сопротивление с нечетной вольт-амперной характеристикой для селективного выпрямления четных гармоник.

Если нелинейное сопротивление по схеме рис. 51,а включить на выходе модулятора с удвоением частоты по схеме рис. 47,б и добавить в эту цепь напряжение основной частоты, играющее роль опорного напряжения, то выпрямление будет иметь место только при наличии сигнала на входе модулятора, вызывающего появление напряжения удвоенной частоты на его выходе. При отсутствии сигнала имеющееся на выходе модулятора напряжение помех и наводок, не содержащее четных гармоник, не выпрямляется.

На рис. 52 приведена практически применяемая схема модулятора с выпрямлением четных гармоник нелинейным симметричным сопротивлением, выполненным по схеме рис. 51,а. В этой схеме напряжение основной частоты, необходимое для осуществления выпрямления четных гармоник, вводится в выходную цепь модулятора путем его разбалансировки сопротивлением $R_{\text{ш}}$, шунтирующим одну из первичных обмоток ω_1 . Сопротивление R_1 обеспе-

чивает оптимальную фазу этого напряжения. Ёмкость $\tilde{C}$ служит для сглаживания пульсаций тока нагрузки.

В результате выпрямления переменного напряжения на выходе модулятора получаем по существу магнитный усилитель постоянного тока. Магнитные усилители, осуществляемые путем выпрямления четных гармоник напряжения нелинейными симметричными сопротивлениями, имеют наиболее высокую стабильность нуля и наиболее низкий порог чувствительности из всех известных типов магнитных усилителей. Их нижний порог чувствительности при значительных колебаниях амплитуды и частоты питающего напряжения и

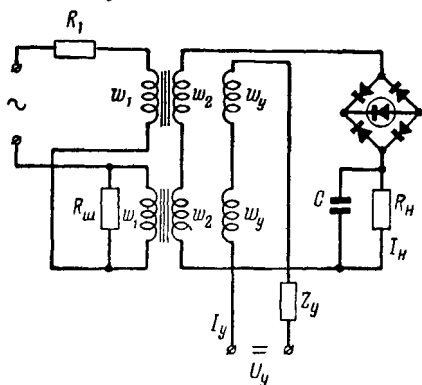


Рис. 52. Магнитный усилитель, образуемый путем выпрямления четных гармоник напряжения на выходе модулятора нелинейным симметричным сопротивлением.

температуры окружающей среды составляет примерно 10^{-14} — 10^{-13} вт. Эта величина обусловлена главным образом наличием небольшой асимметрии вольт-амперной характеристики схемы рис. 51,а (из-за различных характеристик диодов в плечах) и влиянием четных гармоник питающего напряжения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Розенблат М. А., Магнитные усилители, изд. «Советское радио», 1960.
2. Сторм Г. Ф., Магнитные усилители, Изд. иностранной литературы, 1957.
3. Васильева Н. П., Седых О. А. и Боярченков М. А., Проектирование магнитных усилителей, Госэнергоиздат, 1959.
4. Комар В. Г., Работа полупроводниковых выпрямителей в цепях управления, Госэнергоиздат, 1952.
5. Бамдас А. М., Сомов В. А. и Шмидт А. О., Трансформаторы и стабилизаторы, регулируемые подмагничиванием шунтов, Госэнергоиздат, 1959.

6. Толстов Ю. Г., Измерительные трансформаторы постоянного тока, Госэнергоиздат, 1951.

7. Russell I. A. and others, Magnetic automatic power-range control for an aircraft reactor, Communications and Electronics, 1960, № 50, p. 379—386.

8. Полупроводниковые триоды и диоды, справочник под ред. Николаевского И. Ф., Связьиздат, 1961.

9. Кербников Ф. И., К теории магнитного модулятора с поперечными полями и выходом на основной частоте, «Автоматика и телемеханика», 1960, № 11, стр. 21.

10. Розенблат М. А., Магнитные усилители с самонасыщением, Госэнергоиздат, 1963.

11. Розенблат М. А. и Седых О. А., Принципы построения рядов тороидальных сердечников для магнитных усилителей, «Стандартизация», 1958, № 6 стр. 37—42.
